



Universidad
Carlos III de Madrid

Proyecto Fin de Grado

Antena multifrecuencia con guía coaxial para alimentación de reflectores

Grado en Ingeniería en Tecnologías de la Telecomunicación

Autor: Javier Madrazo Lorite
Tutor: Javier Montero de Paz
Fecha: Junio de 2014

Resumen

En este proyecto de fin de grado se presenta el diseño de una antena multifrecuencia en banda C (en las frecuencias 3.91 GHz y 6.117 GHz) con polarización circular para alimentación de reflectores.

En un primer modelo, se diseñan dos bocinas aisladas, de modo que cada una cumpla con las especificaciones dentro de su banda correspondiente. Dentro de este modelo podemos encontrar el diseño de las bocinas con y sin polarización circular y las simulaciones con el reflector.

El segundo modelo consiste en combinar las dos bocinas mediante una guía coaxial, con lo que conseguimos una antena capaz de funcionar en dos bandas de frecuencia. Como en el caso anterior, se muestran las extensiones de la polarización circular y del reflector.

Palabras clave: Guía coaxial, bocina, multifrecuencia, polarización circular, reflector.

Abstract

In this Bachelor's Thesis it is introduced the design of a multi frequency C-band (at frequencies 3.91 GHz and 6.117 GHz) with circular polarization antenna for feeding reflectors.

In a first model, we design two isolated horns, so each one achieves the requirements inside its own band. In this model we will find the design with and without circular polarization and the simulations with the reflector.

The second model consists in mixing both horns with a coaxial waveguide, so we get an antenna able to work in two frequency bands. As in the previous step, we show the extensions of circular polarization and the reflector.

Key words: Coaxial waveguide, horn, multi frequency, circular polarization, reflector.

Índice General

Capítulo 1. Introducción.	18
1.1. Objetivos.	18
1.2. Estructura.	19
Capítulo 2. Revisión del estado del arte.	20
2.1. Comunicaciones por satélite.	20
2.2. Reflectores parabólicos.	22
2.3. Alimentadores de reflectores.	27
2.4. Bocinas.	28
2.5. Polarización circular.	31
2.5. Guía coaxial.	32
Capítulo 3. Bocinas aisladas.	36
3.1. Frecuencia de trabajo.	37
3.2. Guía circular.	37
3.3. Diseño inicial bocinas aisladas.	44
3.4. Diseño bocinas aisladas con polarización circular.	54
3.5. Diseño bocinas aisladas con reflector.	67
3.6. Pruebas, mejoras y diseño final de las bocinas aisladas.	76
3.7. Conclusiones de las bocinas aisladas.	92
Capítulo 4. Bocinas alimentadas con guía coaxial.	93
4.1. Diseño bocinas alimentadas con guía coaxial con polarización lineal.	94
4.2. Diseño bocinas alimentadas con guía coaxial con polarización circular.	106

4.3. Pruebas, mejoras y diseño final de las bocinas alimentadas con guía coaxial.	112
4.4. Diseño de las bocinas alimentadas con guía coaxial con reflector.	125
4.5. Conclusiones de las bocinas alimentadas con guía coaxial.	137
Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras.	140
5.1. Conclusiones.	140
5.2. Líneas futuras.	141
Capítulo 6. Presupuesto.	143
ANEXO I.	146
Medida de impedancias diferenciales.	146
Adaptación de impedancias de puertos diferenciales.	147
ANEXO 2.	149
Planos de la antena.	149
Bibliografía.	154

Índice figuras

Figura 2. 1. Configuración geométrica de un reflector parabólico [2].	22
Figura 2. 2. Cilindro parabólico (izquierda) y paraboloides [2].	23
Figura 2. 3. Configuración en 2D de un reflector parabólico [2].	24
Figura 2. 4. Geometría del reflector para distintos valores de f/D [4].	26
Figura 2. 5. Eficiencia de taper (raya discontinua), eficiencia de spillover (raya continua) y combinación de ambas (raya continua con puntos) en función de la iluminación de los bordes del reflector respecto al centro [3].	27
Figura 2. 6. Configuración para alimentación óptima del reflector.	27
Figura 2. 7. Bocinas de sección rectangular: a) sectorial de plano E, b) sectorial de plano H y c) piramidal [4].	29
Figura 2. 8. Diagramas de radiación normalizados [4].	29
Figura 2.9. Campo E de bocina a) lisa b) corrugada [4].	31
Figura 2.10. Proceso para la obtención de la polarización circular [6].	32
Figura 2.11. Semi-ancho de haz a 12 dB de una guía coaxial normalizado a k_b . parámetro es a/b [8].	33
Figura 2. 12. Prototipo de guía coaxial.	34
Figura 2. 13. Coeficiente de reflexión de una guía coaxial normalizado a k_b . Parámetro es a/b [9].	34
Figura 2. 14. Diagrama de radiación de la guía coaxial para distintos tamaños de b en mm.	35
Figura 2. 15. Coeficiente de reflexión de la guía coaxial para distintos tamaños de b (en la gráfica es "grande") en mm.	35
Figura 3. 1. Modos principales de una guía circular. La línea sólida representa el campo eléctrico \vec{E} y la discontinua el campo magnético \vec{H} [13].	39
Figura 3. 2. Ceros de las funciones de Bessel (a) y su derivada (b) [13].	39
Figura 3. 3. Guía de onda circular.	40
Figura 3. 4. TE_{11} de una guía circular (izquierda). Simulación del campo E de la guía (centro). Simulación del campo H de la guía (derecha).	41

Figura 3. 5. Parámetro $ s_{11} $ para el primer modo de la guía circular para un radio = 28.66 mm.	41
Figura 3. 6. TM_{01} de una guía circular (izquierda). Simulación del campo H de la guía (centro). Simulación del campo E de la guía (derecha).	42
Figura 3. 7. Parámetro $ s_{11} $ del segundo modo de la guía circular para un radio = 28.66mm.	42
Figura 3. 8. Parámetro $ s_{11} $ para el primer modo de la guía circular para un radio = 18.54 mm.	43
Figura 3. 9. Parámetro $ s_{11} $ para el segundo modo de la guía circular para un radio = 18.54 mm.	43
Figura 3. 10. Diagrama de radiación con un ancho de haz de 128º a 10 dB.	44
Figura 3. 11. Directividad de una bocina cónica en función del diámetro normalizado [4].	45
Figura 3. 12. Anchos de haz de para una bocina cónica [15].	46
Figura 3. 13. Intensidad relativa del plano E (izquierda) y H (derecha) de una bocina cónica.	47
Figura 3. 14. Planos iniciales de la bocina operando a la frecuencia inferior.	48
Figura 3. 15. Parámetro $ s_{11} $ de la bocina del downlink. Se representan el modo fundamental (TE_{11}) y el siguiente (TM_{01}).	49
Figura 3. 16. Diagrama de radiación de la frecuencia central (3.91 GHz) de la bocina del downlink.	49
Figura 3. 17. Representaciones del campo lejano de la bocina del downlink.	50
Figura 3. 18. Planos iniciales de la bocina del uplink.	51
Figura 3. 19. Parámetro $ s_{11} $ de la bocina que opera en la banda superior. Se representan el modo fundamental (TE_{11}) y el siguiente (TM_{01}).	51
Figura 3. 20. Diagrama de radiación de la frecuencia central de la bocina pequeña (6.117 GHz).	52
Figura 3. 21. Representaciones del campo lejano de la bocina del uplink.	52
Figura 3. 22. Simulaciones con el ancho de haz según la variación de l_c	53
Figura 3. 23. Simulaciones con el ancho de haz según la variación del radio de la bocina.	53
Figura 3. 24. Relación de la atenuación y la potencia según la impedancia de un cable coaxial.	54
Figura 3. 25. Campo E de la sonda.	55
Figura 3. 26. Campo H de la sonda.	55
Figura 3. 27. E_x de la bocina (a) y (b) y E_z (c).	56
Figura 3. 28. Muestra de cómo están introducidas las sondas en la bocina.	56

Figura 3. 29. Parámetro $ s_{11} $ en dB donde las curvas representan la separación de las sondas respecto al centro de la bocina en mm.	57
Figura 3. 30. Modelo de la colocación de las sondas de la bocina del uplink.	57
Figura 3. 31. Planos de la bocina operando en la banda superior en mm. Perspectiva (a), posterior (b), corte perfil (c) y planta (d).	58
Figura 3. 32. Parámetros S de la bocina del uplink con polarización circular.	59
Figura 3. 33. Anchos de haz de la bocina del uplink con polarización circular en la frecuencia central, 6.117 GHz (a), y los extremos de la banda, 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).	60
Figura 3. 34. Ancho de haz de la bocina del uplink con polarización circular en la $f_c = 6.117$ GHz	60
Figura 3. 35. Valores de la polarización a izquierdas (a), a derechas (b), relación left/right(c) y axial ratio (d) en la f_c del uplink, 6.117 GHz	62
Figura 3. 36. Planos de la bocina operando en la banda inferior en mm. Perspectiva (a), posterior (b), corte perfil (c) y planta (d).	63
Figura 3. 37. Parámetros S de la bocina grande con polarización circular.	64
Figura 3. 38. Anchos de haz de la bocina del downlink con polarización circular en la frecuencia central, 3.91 GHz (a), y los extremos de la banda, 3.625 GHz (b) y 4.2 GHz (c).	65
Figura 3. 39. Ancho de haz de la bocina del downlink con polarización circular en la f_c , 3.91 GHz	65
Figura 3. 40. Valores de la polarización a izquierdas (a), a derechas (b), relación CP/XP(c) y axial ratio (d) en la f_c del downlink, 3.91 GHz	67
Figura 3. 41. Centro de fase de la bocina pequeña.	68
Figura 3. 42. Centro de fase de la bocina grande.	68
Figura 3. 43. Planos del reflector parabólico.	69
Figura 3. 44. Ancho de haz del reflector para la bocina del uplink en f_c , 6.117 GHz(b) y los extremos de la banda, 5.85 GHz (a) y 6.425 GHz(c).	70
Figura 3. 45. Directividad de la bocina del uplink con el reflector en $f=5.85$ GHz (a), 6.117 GHz (b) y 6.425 GHz (c).	71
Figura 3. 46. Axial ratio del reflector de la bocina del uplink.	72
Figura 3. 47. Relación CP/XP del reflector de la bocina del uplink.	72
Figura 3. 48. Ancho de haz del reflector para la bocina del downlink en $f_c = 3.91$ GHz(b) y los extremos de la banda, 3.625 GHz (a) y 4.2 GHz(c).	73
Figura 3. 49. Directividad de la bocina del downlink con el reflector en $f=3.625$ GHz (a), 3.91 GHz (b) y 4.2 GHz (c).	74
Figura 3. 50. Axial ratio del reflector de la bocina del downlink.	75
Figura 3. 51. Relación CP/XP del reflector de la bocina del downlink.	75

Figura 3. 52. Axial ratio de la bocina del uplink tras la variación en la profundidad de las sondas.	77
Figura 3. 53. Adaptación de la bocina del uplink tras modificaciones en las sondas.	77
Figura 3. 54. valores de la adaptación para sondas con tamaño que difieren en 1mm. El parámetro es la distancia de la sonda al centro de la bocina.	78
Figura 3. 55. Gráfica con las sondas en distintas posiciones para la prueba 3.	79
Figura 3. 56. Resultados tras simular con las sondas en distintas posiciones.	79
Figura 3. 57. Bocina alimentada con 4 sondas.	79
Figura 3. 58. Simulaciones para ajustar la bocina del uplink en mm. Los ejes son GHz-dB a) Tamaño guía. b) Distancia de los coaxiales al final de la guía. c) Profundidad de las sondas. d) Radio de la bocina. e) Ancho de haz según el radio de la bocina. f) l_c de la bocina. g) Longitud de la guía.	81
Figura 3. 59. Planos de la bocina del uplink (en mm). Perfil (a) y alzado (b).	81
Figura 3. 60. Comparaciones del $ \Gamma_{in} $ (a) y ancho de haz (b) de la bocina del uplink y su mejora.	82
Figura 3. 61. Comparaciones del CP/XP (a) y axial ratio (b) de la bocina del uplink y su mejora.	83
Figura 3. 62. Diagrama de radiación del reflector de la bocina del uplink para el diseño final.	84
Figura 3. 63. Axial ratio (arriba) y CP/XP del reflector de la bocina pequeña para el diseño final.	84
Figura 3. 64. Directividades del reflector con la bocina del uplink alimentada con 4 sondas a 5.85 GHz (a), 6.117 GHz(b) y 6.425 GHz(c).	85
Figura 3. 65. Simulaciones para ajustar la bocina del downlink en mm. Los ejes son GHz-dB (a) longitud guía. (b) Distancia de los coaxiales al final de la guía. (c) Profundidad de las sondas. (d) Simulaciones varias.	87
Figura 3. 66. Planos de la bocina del downlink (en mm). Perfil (a) y alzado (b).	87
Figura 3. 67. Comparaciones del $ \Gamma_{in} $ (a) y ancho de haz (b) de la bocina del downlink y su mejora.	88
Figura 3. 68. Comparaciones del CP/XP (a) y axial ratio (b) de la bocina del downlink y su mejora.	89
Figura 3. 69. Diagrama de radiación del reflector de la bocina del downlink para el diseño final.	89
Figura 3. 70. Axial ratio (a) y CP/XP (b) del reflector de la bocina del downlink para el diseño final.	90
Figura 3. 71. Directividades del reflector con la bocina del downlink alimentada con 4 sondas en 3.625 GHz (a), 3.91 GHz(b) y 4.2 GHz(c).	91
Figura 4. 1. Primer modelado de la bocina con guía coaxial.	94

Figura 4. 2. Modo TE_{11} de la guía coaxial [16].	94
Figura 4. 3. Simulaciones para determinar el tamaño del conductor externo de la guía coaxial. El parámetro es su radio en mm.	95
Figura 4. 4. Campo E de la guía coaxial para el tamaño $b = 42$ mm.	95
Figura 4. 5. Simulación de las sondas de la bocina del downlink en mm.	96
Figura 4. 6. Modelo de la alimentación de las bocinas.	96
Figura 4. 7. Simulación del ancho de haz parametrizando l_c de la bocina del uplink en mm.	97
Figura 4. 8. Simulaciones del $ \Gamma_{in} $ parametrizando el valor l_c de la bocina del uplink en mm para el downlink (a) y uplink (b).	98
Figura 4. 9. Simulaciones para determinar el radio a de la bocina del uplink en mm. $ \Gamma_{in} $ del downlink (a), $ \Gamma_{in} $ del uplink (b) y ancho de haz de la bocina del uplink (c).	99
Figura 4. 10. Simulaciones para radio $a=29$ mm. $ \Gamma_{in} $ del downlink (a), $ \Gamma_{in} $ del uplink (b) y ancho de haz de la bocina del uplink (c).	100
Figura 4. 11. Simulación de la distancia de la sonda del conductor interno al centro de la bocina en mm.	100
Figura 4. 12. Simulación de la longitud del conductor interno del coaxial en mm.	101
Figura 4. 13. Simulación de la distancia de la sonda al final de la guía, en mm.	101
Figura 4. 14. Simulaciones del tamaño de la guía del uplink en mm. $ \Gamma_{in} $ en downlink (a) y uplink (b).	102
Figura 4. 15. Simulaciones del radio de la bocina del downlink en mm. $ \Gamma_{in} $ en downlink (a) y su ancho de haz (b).	103
Figura 4. 16. Simulaciones del l_{c_g} de la bocina del downlink en mm. $ \Gamma_{in} $ en downlink (a) y su ancho de haz (b).	104
Figura 4. 17. Simulaciones de la penetración de la bocina del uplink sobre la del downlink en mm (+ si sobresale). $ \Gamma_{in} $ en downlink (a) y su ancho de haz (b).	105
Figura 4. 18. Prototipo de la antena alimentada con guía coaxial y polarización circular.	106
Figura 4. 19. Simulaciones del prototipo inicial de la bocina con guía coaxial y polarización circular. $ \Gamma_{in} $ en downlink (a) y uplink (b). Ancho de haz normalizado en downlink (c) y uplink (d).	107
Figura 4. 20. Simulaciones del prototipo inicial de la bocina con guía coaxial y polarización circular. Axial ratio del downlink (a) y del uplink (b).	108
Figura 4. 21. Simulaciones del prototipo inicial del reflector de la bocina con guía coaxial y polarización circular. Ancho de haz del downlink (a) y su axial ratio (b).	109

Figura 4. 22. Simulaciones del prototipo inicial del reflector de la bocina con guía coaxial y polarización circular. Ancho de haz del uplink (a) y su axial ratio (b).	110
Figura 4. 23. Ancho de haz de la bocina del uplink cuando alimentamos también los puertos del downlink.	111
Figura 4. 24. Axial ratio de la bocina del uplink de la guía coaxial cuando está alimentada con 4 sondas.	112
Figura 4. 25. $ \Gamma_{in} $ del uplink del prototipo inicial tras alimentar la bocina pequeña con 4 sondas.	113
Figura 4. 26. Simulaciones de los parámetros de las sondas de la bocina del uplink con 4 sondas en mm. Su profundidad (a) y su distancia al final de la bocina (b).	114
Figura 4. 27. Simulaciones del radio mayor de la guía coaxial en mm para el diseño final de la antena.	114
Figura 4. 28. Simulaciones del radio de la bocina pequeña en mm para el diseño final de la antena. Ancho de haz del uplink (a). $ \Gamma_{in} $ del uplink (b). $ \Gamma_{in} $ del downlink (c).	116
Figura 4. 29. Simulaciones de la longitud de la guía superior (a) e inferior (b) en mm para el diseño final.	117
Figura 4. 30. Simulaciones de los parámetros de las sondas de la bocina del downlink en mm. Su profundidad (a) y su distancia al final de la bocina (b).	117
Figura 4. 31. Medidas del modelo final de la antena (sin incluir las sondas) en mm. Corte de perfil (a) y medio perfil (b). En (c) mostramos los planos frontal (izquierda), trasero (centro) y una panorámica de la antena.	118
Figura 4. 32. $ \Gamma_{in} $ del downlink del diseño final.	119
Figura 4. 33. Diagramas de radiación normalizados del downlink del diseño final en la $f_c=3.91$ GHz (a) y en los bordes del BW (b).	120
Figura 4. 34. Axial ratio (a) y relación CP /XP (b) del downlink del diseño final.	121
Figura 4. 35. $ \Gamma_{in} $ del uplink del diseño final.	122
Figura 4. 36. Diagramas de radiación normalizados del uplink del diseño final en la $f_c=6.117$ GHz (a), modificando las fases en la alimentación (b) y en los bordes del BW (c).	123
Figura 4. 37. Axial ratio (a) y relación CP /XP (b) del downlink del diseño final.	124
Figura 4. 38. Directividades del diseño final de la antena en sus centros de fase en el downlink (a), uplink (b) y uplink con acoplo (c).	126
Figura 4. 39. Diagramas de radiación normalizados del modelo final de la antena con reflector en el downlink en el comienzo de la banda, 3.625 GHz (a), el centro, 3.91 GHz (b) y el final, 4.2 GHz (c).	127
Figura 4. 40. Diagramas de radiación normalizados del modelo final de la antena con reflector en el uplink en el comienzo de la banda, 5.85 GHz (a), el centro, 6.117 GHz (b) y el final, 6.425 GHz (c).	129

Figura 4. 41. Axial ratio (a) y relación CP/XP (b) del modelo final de la antena con reflector en el downlink.	130
Figura 4. 42. Axial ratio (a) y relación CP/XP (b) del modelo final de la antena con reflector en el uplink.	130
Figura 4. 43. Directividades del modelo final de la antena con reflector a 3.91 GHz (a), 3.625 GHz (b) y 4.2 GHz (c).	132
Figura 4. 44. Directividades modelo final de la antena con reflector a 6.117 GHz (a), 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).	133
Figura 4. 45. Directividades del modelo final de la antena con reflector y con acoplo a 6.117 GHz (a), 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).	133
Figura 4. 46. Parámetros S de la antena con la configuración coaxial.	134
Figura 4. 47. Anchos de haz en el uplink de la antena con configuración coaxial con acoplo entre las bandas.	135
Figura 4. 48. Diagramas de radiación en 2D del uplink de la configuración coaxial (a) y en 3D en la frecuencia central 6.117GHz (b), 5.85 GHz (c) y 6.425 GHz (d).	136
Figura 4. 49. Gráfica con los resultados teóricos y simulados de las directividades.	138
Figura 4. 50. Gráfica con la relación entre la directividad (dB) y el radio del reflector (m) en las frecuencias centrales de las bandas.	138
Figura 5. 1. Planos en mm del diseño final de la antena para su fabricación. Corte perfil (a) y alzado (b).	142
Figura 6. 1. Diagrama de Gantt.	144
Figura 1. Modelo ondas de corriente y tensión para 2 puertos [23].	146

Índice tablas

Tabla 2. 1. Bandas de operación de los satélites de comunicaciones [1].	22
Tabla 2. 2. Tipos de antenas para alimentación.	28
Tabla 3. 1. Diámetros internos de guías circulares en el modo TE_{11} [11].	38
Tabla 3. 2. Medidas de guías rectangulares estándar [12].	38
Tabla 4. 1. Datos de Directividad y ancho de haz de la antena.	137
Tabla 6. 1. Actividades del proyecto y su duración.	143

Índice de Acrónimos

BW	Band Width
TT&C	Telemetry, Tracking and Command
FI	Frecuencia Intermedia
CST	Computer Simulation Technology
FBW	Fractional Bandwidth

Capítulo 1

Introducción

1.1. Objetivos

Este proyecto sirve para presentar un posible diseño de antenas que alimenten reflectores para comunicaciones multifrecuencia en la banda C, las cuales reúnan las siguientes características:

BW (bandwidth):

Downlink: 3.625 GHz - 4.2 GHz. (14.7% FBW).

Uplink: 5.85 GHz - 6.425 GHz. (9.4% FBW).

Adaptación:

$|\Gamma_{in}| < -15 \text{ dB}$

Radiación:

Alimentación eficiente de un reflector parabólico con $f/d = 0.31$ (reflector típico).

Diámetro del reflector = 2.5m.

Diagrama de radiación → Ancho de haz 128° a -10dB.

Polarización circular.

Para ello, se comenzará diseñando dos bocinas aisladas, que sean capaces de operar cada una en su banda correspondiente con los criterios de adaptación. Se continuará consiguiendo la polarización circular mediante la alimentación de la bocina a través de dos sondas desfasadas. A continuación, se probarán los resultados de la antena con un reflector típico. Finalmente, se procederá al diseño de una única antena que mediante la guía coaxial trabaje en las dos bandas.

1.2. Estructura

Este documento se divide en 6 capítulos:

- **Introducción:** Es este breve apartado en el que exponemos los objetivos del proyecto y su estructura.
- **Revisión del estado del arte:** En este capítulo realizamos un estudio acerca de información útil y relevante sobre las distintas partes del proyecto. Como comienzo, se realiza una breve introducción de las comunicaciones por satélite, los reflectores y las bocinas. A continuación, analizamos más detalladamente las bocinas, la polarización circular y la guía coaxial, incluyéndose un análisis sobre las decisiones de diseño tomadas.
- **Bocinas aisladas:** El tercer capítulo trata del diseño de bocinas individuales conectadas a guías circulares. En este capítulo, analizamos paso a paso el procedimiento para diseñar estas antenas consiguiendo las especificaciones que nos solicitan, primero con polarización lineal y después la circular. Finalmente se añaden las simulaciones realizadas con el reflector.
- **Bocinas alimentadas con guía coaxial:** La parte central del proyecto, en la que pasamos al diseño de la antena alimentada mediante una guía coaxial, siguiendo el procedimiento del capítulo anterior hasta conseguir los requisitos de la antena. Como en el caso anterior, también se muestran los análisis y simulaciones realizados para la polarización circular y el reflector.
- **Conclusiones y líneas futuras:** En este capítulo mostramos los resultados, exponemos las conclusiones obtenidas y se plantean posibles proyectos de investigación que se basen en este.
- **Presupuesto:** En el último capítulo mostramos el diagrama de Gantt con las distintas fases y actividades que componen el proyecto, señalando la duración de este y las actividades críticas. También mostramos el presupuesto detallado, con el coste total del proyecto.

Capítulo 2

Revisión del estado del arte

Este capítulo expone la información relevante acerca de los principales elementos que componen la antena, presentando una introducción teórica sobre las distintas partes del proyecto.

Se comienza con una descripción general de las comunicaciones por satélite: en qué consisten, sus características, sus elementos y sus funciones principales. A continuación nos centramos en el análisis de los elementos de la antena, en donde profundizaremos en los reflectores (especialmente el parabólico), en las bocinas, donde entraremos en detalle en los distintos tipos de bocina y explicaremos las decisiones tomadas, en la polarización y finalmente en la guía coaxial.

2.1. Comunicaciones por satélite

El principal objetivo de las comunicaciones por satélite es establecer una conexión entre estaciones fijas o móviles mediante repetidores (los satélites) situados en la órbita terrestre.

Las comunicaciones por satélite tienen importantes ventajas respecto a otros medios como los cables transoceánicos, destacando su gran cobertura (un satélite geoestacionario puede cubrir 1/3 de la superficie terrestre). Sin embargo, también

tienen sus inconvenientes, tales como la dificultad de reparación o la alta atenuación debida a la distancia. Con todo esto, a lo largo de los años los servicios de comunicación por satélite se han vuelto más accesibles, ofreciendo mayor flexibilidad que su competencia (cables submarinos, cables subterráneos, radio de dispersión troposférica...).

Las principales características de las redes de telecomunicación por satélite son:

- Cobertura mundial.
- Comunicaciones para áreas de dificultad geográfica o aisladas.
- Coste independiente de la distancia.
- Gran retardo temporal.
- Alta atenuación.
- Dificultad reparación.
- Facilidad para los cambios de tráfico.

Dentro de un sistema de radiocomunicación por satélite se pueden diferenciar dos enlaces:

- Downlink: enlace descendente, en la dirección satélite→ estación terrena.
- Uplink: enlace ascendente, en la dirección estación terrena→ satélite.

En el satélite podemos encontrar muchos elementos, tanto para el correcto funcionamiento de este: estructura, subsistema TT&C (Telemetry, Tracking and Command), sistema de energía, baterías, etc. como para el sistema de radiocomunicación: los filtros, un amplificador con bajo factor de ruido, los transpondedores (cambiar la frecuencia de trabajo y amplificarla), los circuitos de conmutación y, por supuesto, la antena [1].

Entre los requisitos básicos para un terminal de satélite se encuentran una alta eficiencia, capacidad para multi-banda y un buen aislamiento de los puertos. Las antenas más empleadas son las de hilo (monopolos y dipolos) -para conseguir un diagrama omnidireccional-, las bocinas (haz ancho), los reflectores (haz estrecho) y los arrays.

Por otro lado, para la estación terrena es necesario conseguir una amplificación de la señal, conversión a FI (Frecuencia Intermedia) mediante receptores superheterodinos, demodular, multiplexar y encaminar. Además requerimos una antena muy directiva para conseguir enfocar bien hacia el satélite. Es por esto que en nuestro proyecto usaremos un reflector parabólico, para conseguir un haz muy estrecho.

En cuanto a la frecuencia de operación, los satélites de comunicaciones comerciales funcionan principalmente en las 3 bandas que se muestran en la tabla 2.1, siendo la banda C de nuestro proyecto una de ellas.

Banda	Frecuencia Ascendente (GHz)	Frecuencia Descendente (GHz)
C	5,925-6,245	3,7-4,2
Ku	14,0 - 14,5	11,7 - 12,2
Ka	27,5 - 30,5	17,7 - 21,7

Tabla 2. 1. Bandas de operación de los satélites de comunicaciones [1].

2.2. Reflectores parabólicos

En las comunicaciones vía satélite se suelen usar las antenas parabólicas, ya que permiten operar en distintas frecuencias simultáneamente, incluso con bandas muy separadas, tienen baja polarización cruzada, pequeños lóbulos secundarios y sobre todo alta directividad.

Mediante la óptica geométrica se ha demostrado que si un haz de rayos paralelos incide en un reflector con forma de parábola, al reflejarse estos rayos se concentran en un punto llamado foco. Si sucede a la inversa y los rayos parten de ese foco, serán reflejados en la parábola como un haz de rayos paralelos [2].

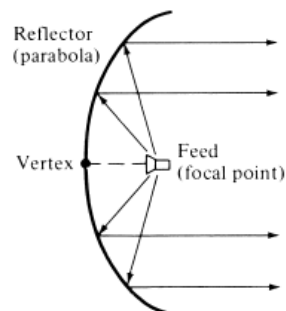


Figura 2. 1. Configuración geométrica de un reflector parabólico [2].

Podemos usar esta característica para conseguir radiaciones muy directivas. Como la fuente se coloca enfrente del reflector, esta combinación es conocida como alimentación frontal. La desventaja de esta configuración de la antena secundaria es que se necesitan líneas de transmisión largas, para llegar al equipo de transmisión o recepción, o bien colocar este cerca de la antena, lo que provoca un bloqueo no deseado.

Los reflectores parabólicos pueden tomar estas formas principales:

- Cilindro parabólico:
Se obtiene desplazando una parábola a lo largo de su eje. Se suele alimentar con un dipolo o un array lineal.

- Paraboloides:
Se obtiene de rotar la parábola alrededor de su eje, normalmente alimentado con una bocina.
- Otras:
Como la esfera parabólica, usada principalmente en radioastronomía. El problema de esta última es que los bloqueos le afectan más que a las otras, generándose niveles de polarización cruzada y de lóbulos secundarios inaceptables para nuestras especificaciones.

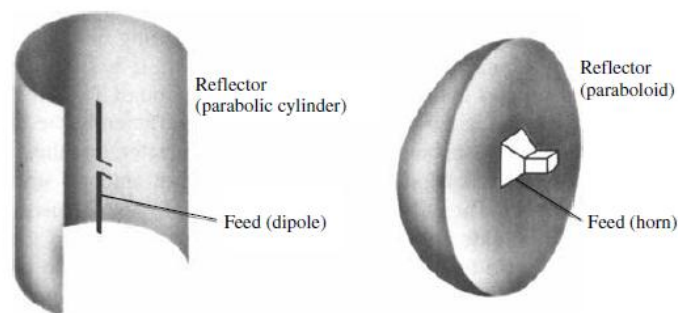


Figura 2. 2. Cilindro parabólico (izquierda) y paraboloide [2].

Si examinamos los dos tipos de reflectores parabólicos principales, podemos observar las siguientes diferencias [2]:

- I. El foco en el cilindro es una línea, mientras que en el paraboloide es un punto.
- II. El cilindro es mecánicamente más fácil de construir.
- III. El cilindro genera un mayor bloqueo en la apertura, además de, en general, peores resultados en cuanto a los lóbulos secundarios y la polarización cruzada.

En nuestro diseño es más útil el segundo tipo debido al punto III, características fundamentales en la comunicación por satélites, y por su simetría.

El reflector paraboloide, si está alimentado correctamente desde su foco, nos permite obtener un haz de alta ganancia en forma de pincel, con bajos lóbulos secundarios y una polarización cruzada despreciable. Es indispensable que su superficie sea un paraboloide de revolución para conseguir que los rayos reflejados se transformen en ondas planas.

Si tomamos como ejemplo la figura [2.3] :

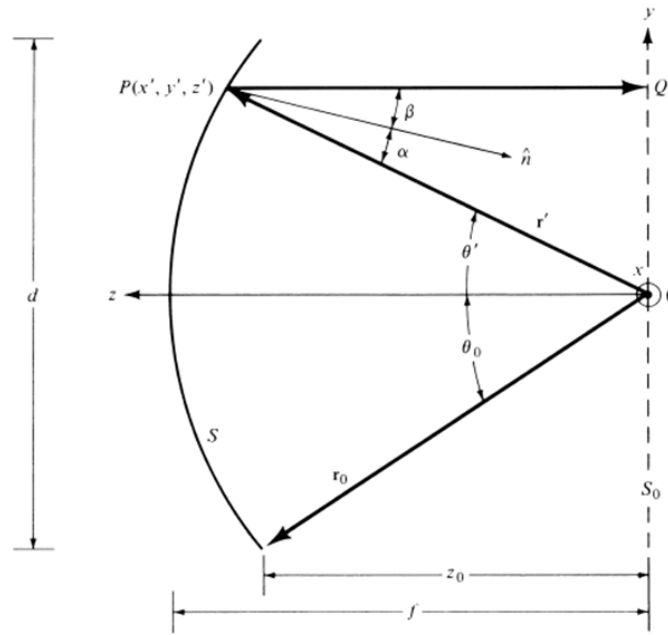


Figura 2. 3. Configuración en 2D de un reflector parabólico [2].

Para el reflector parabólico las medidas deben cumplir con [2]:

$$r' = \frac{2f}{1 + \cos \theta'} = f \sec^2 \left(\frac{\theta'}{2} \right), \theta \leq \theta_0$$

Que en coordenadas rectangulares es equivalente a [2]:

$$r' + r' \cos \theta' = \sqrt{(x')^2 + (y')^2 + (z')^2} + z' = 2f$$

La directividad del reflector viene dada por la directividad de la antena secundaria multiplicada por un factor denominado eficiencia de apertura, que se define como [2]:

$$\epsilon_{ap} = \cot^2 \left(\frac{\theta_0}{2} \right) \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left(\frac{\theta_0}{2} \right) d\theta' \right|^2$$

Donde G_f es la ganancia de la fuente y θ_0 (semiángulo entre el foco y los extremos del reflector) se obtiene de la relación f/d . De esta forma, para un mismo diagrama de la fuente, todos los reflectores parabólicos con el mismo f/d dan el mismo valor para la eficiencia de apertura.

Para una misma G_f de la antena secundaria, nos encontramos que:

- Hay un solo reflector con una f/d determinada que nos da la eficiencia máxima.
- Esta máxima eficiencia se encuentra en el orden del 82-83%.
- Conforme aumenta la directividad de la fuente, el f/d en el que se obtiene la máxima eficiencia se hace más pequeño, es decir, el ángulo del reflector disminuye.

La ganancia máxima que se puede conseguir de un reflector viene dada por el área física de su apertura (A_f) [2]:

$$G_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f = \frac{(\pi D)^2}{\lambda^2}$$

donde D es el diámetro del reflector parabólico.

Sin embargo, la ganancia real viene afectada por la eficiencia de apertura ϵ , usualmente comprendida entre el 60% y el 70%, de modo que la ganancia resulta [2]:

$$G = \epsilon \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f = \epsilon \frac{(\pi D)^2}{\lambda^2}$$

donde $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_T \epsilon_S \epsilon_0$, distintos tipos de eficiencia que se analizan a continuación.

$\epsilon_r \rightarrow$ Eficiencia de radiación, provocada por las pérdidas óhmicas. Como las bocinas tienen muy poca pérdida y los reflectores metálicos alta conductividad, este valor será próximo a uno.

$\epsilon_T \rightarrow$ Eficiencia de taper, es una medida de la uniformidad del campo E a través de la apertura de la antena. En general, una antena tiene máxima ganancia si el campo E es uniforme en amplitud y fase (que se traduce en que el diagrama de radiación es prácticamente la transformada de Fourier del campo de la apertura). Esta eficiencia, como en el caso de la polarización cruzada, se puede mejorar incrementando el ratio f/d del reflector (relación foco/diámetro), si bien empeora la eficiencia de spillover.

$\epsilon_S \rightarrow$ Eficiencia de spillover. El Spillover (desbordamiento) es un efecto que se produce en los reflectores. Cuando los iluminas con los alimentadores primarios, gran parte de las ondas radiadas inciden en el reflector, pero hay una parte que se radia en otras direcciones (desbordamiento), perdiéndose ganancia de la señal.

La eficiencia de desbordamiento mide la relación entre la potencia que se refleja en el reflector y la potencia total radiada por el alimentador primario. Para mejorarla se puede incrementar el valor de θ_0 , ya que el reflector cubriría mayor superficie de radiación, para lo que se puede acercar el foco o aumentar el diámetro del reflector (disminuye la relación f/d en ambos casos).

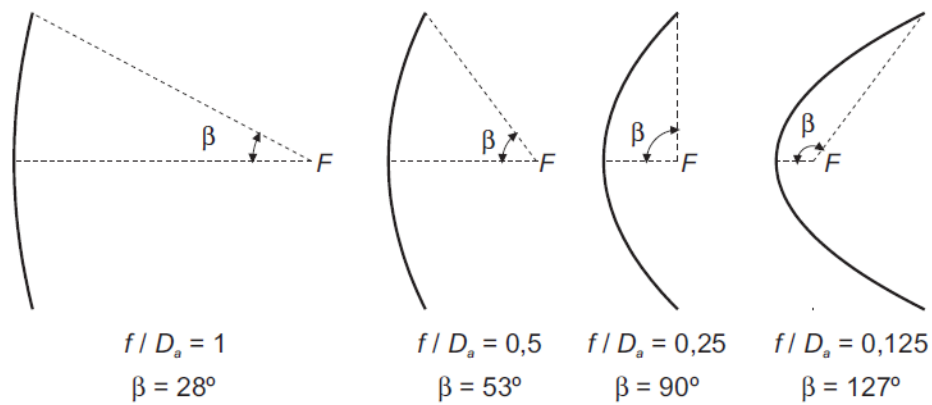


Figura 2. 4. Geometría del reflector para distintos valores de f/d [4].

Si nos fijamos en la figura [2.4], podemos ver como al disminuir el valor de f/d se va acercando el foco al reflector y aumentamos el ángulo θ_0 . Para valores de f/d bajos ($f/d \leq 0.25$) el foco está en el interior de la parábola, lo que permite que las pérdidas por desbordamiento (spillover) sean mínimas, pero por otro lado la iluminación del reflector decae considerablemente en los bordes, por lo que no se usa eficientemente la superficie (afectando a la eficiencia de taper), además de provocar que la curvatura del reflector, y por tanto su polarización cruzada, sean más elevadas. Para obtener unas buenas prestaciones se llega a un compromiso entre las características anteriores, dejando un f/d comprendido entre 0.25 y 0.5, como en nuestro caso de 0.31.

$\varepsilon_0 \rightarrow$ Otras eficiencias menores que degradan la ganancia y consisten en efectos tales como la polarización cruzada, el bloqueo de apertura (la estructura física del alimentador primario bloquea parte de la radiación), centro de fase erróneo (se analiza en el 2.3) o pequeñas divergencias en la superficie del reflector.

Analizando todas las eficiencias que afectan a la eficiencia de la apertura, las dos más destacables son la de taper y la de spillover, de modo que habrá que llegar a un punto intermedio entre ambas de modo que se consiga maximizar la eficiencia.

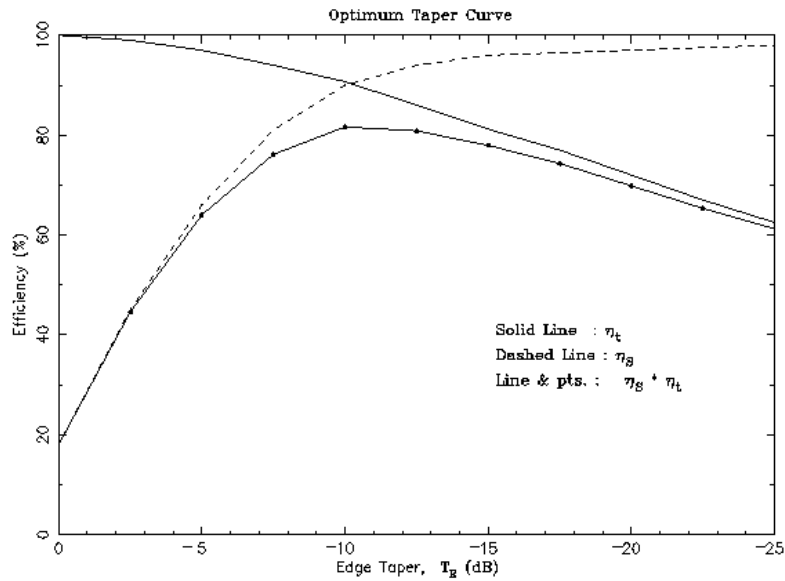


Figura 2. 5. Eficiencia de taper (raya discontinua), eficiencia de spillover (raya continua) y combinación de ambas (raya continua con puntos) en función de la iluminación de los bordes del reflector respecto al centro [3].

En la figura [2.5] se muestra que la máxima eficiencia se consigue cuando los bordes del reflector se iluminan con entre -10 dB y -11 dB respecto al centro. Esta es la razón por la que se exige un ancho de haz a 10 dB de 128° , para conseguir ese punto óptimo entre eficiencia de spillover y eficiencia de taper.

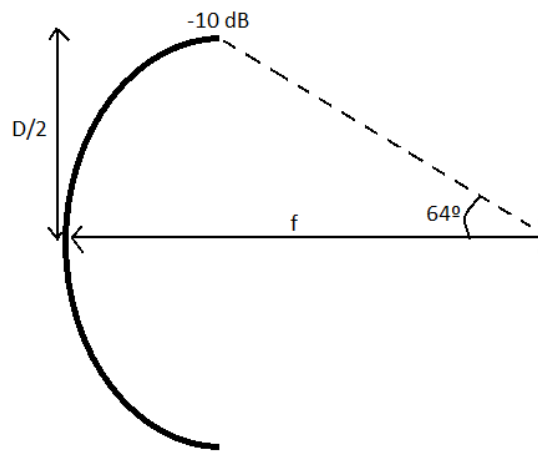


Figura 2. 6. Configuración para alimentación óptima del reflector

2.3. Alimentadores de reflectores

Los reflectores que hemos visto se denominan antenas secundarias, a los cuales se les suministra la energía mediante otras antenas, tales como bocinas, arrays o dipolos, que reciben el término de alimentadores primarios (feed antennas).

Esta configuración es muy habitual en muchas aplicaciones, tales como las comunicaciones por satélite, los radares, los radiotelescopios o los enlaces de radio de ondas milimétricas.

Para la fabricación de una antena para la alimentación de reflectores se requiere considerar una serie de factores: La frecuencia de trabajo, el ancho de banda, los requisitos de polarización, la impedancia, la línea de transmisión utilizada y las características físicas de la antena (tamaño, peso, materiales, coste...).

En general, podemos distinguir entre 4 tipos de "feed" antennas, que se ven en la tabla [2. 2].

Apertura	Lineales	Onda viajera	Compuestas
Guía de onda Bocina Parche microstrip De ranura Radiación trasera Cavidad resonante	Dipolo Yagi-Uda Log-periódica Zig Zag	Varilla dieléctrica Ranura perfilada Vivaldi Fuente de línea	Array Guía onda de haz Splash plate Reflector dicróico Reflector

Tabla 2. 2. Tipos de antenas para alimentación [2].

En nuestro caso, elegimos la bocina, que como veremos en el apartado 2.4 poseen características idóneas para nuestro proyecto, tales como la baja polarización cruzada, la eficiencia de radiación próxima a 1 o su alta ganancia.

A la hora de alimentar un reflector hay que tener en cuenta el centro de fase, que es el punto desde el que la radiación electromagnética se propaga con frentes de onda esféricos, es decir, se puede definir como el punto de origen de la radiación de la antena, y para conseguir maximizar la ganancia hay que situarlo en el foco del reflector. Para calcularlo nos ayudamos del programa CST *Microwave Studio*®.

2.4. Bocinas

Las bocinas son un tipo de antenas de apertura simples pero con un gran uso, pudiendo utilizarse para radioastronomía, comunicaciones y localización (tracking), además de servir para arrays y como modelo universal para calibrar y medir la ganancia de otras antenas más complejas. Están tan extendidas debido a su facilidad de fabricación y excitación, su alta ganancia, su versatilidad y su utilidad para alimentar reflectores y lentes.

Una buena bocina para la alimentación de reflectores requiere un ancho de haz rotacionalmente simétrico, baja polarización cruzada y buen aislamiento entre los puertos receptores y transmisores.

En este apartado describiremos las principales características de las bocinas, y además discutiremos los parámetros de diseño escogidos:

➤ Bocina cónica vs piramidal.

Dentro de las bocinas rectangulares podemos encontrar 3 variantes: la sectorial de plano E, la sectorial de plano H y la piramidal, que es una combinación de las dos anteriores.

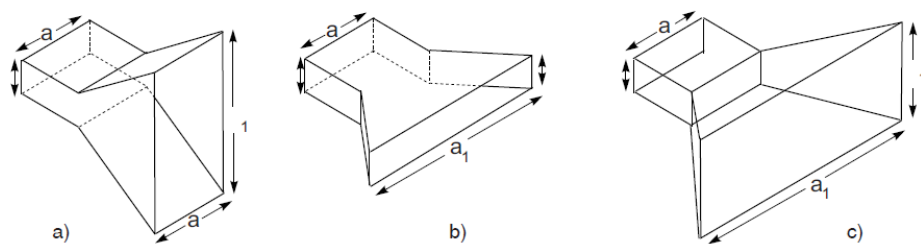


Figura 2. 7. Bocinas de sección rectangular: a) sectorial de plano E, b) sectorial de plano H y c) piramidal [4].

Nos centraremos en la bocina piramidal, ya que su directividad es mayor que la de las otras dos, siendo aproximadamente el producto de ambas [4].

En este tipo de bocina el modo fundamental es el TE_{10} y el campo E tiene un valor de [4]:

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi}{a_1} x e^{j\beta(\delta(x)+\delta(y))}$$

donde $\beta(\delta(x) + \delta(y))$ marca el desfase producido debido a que la boca de la bocina es plana en vez de cilíndrica, que sería la superficie de fase constante.

El principal problema de las bocinas piramidales es la divergencia que hay entre el plano E y el plano H. Esta asimetría se puede comprobar analizando los diagramas de una bocina cualquiera, en este caso una a 10 GHz:

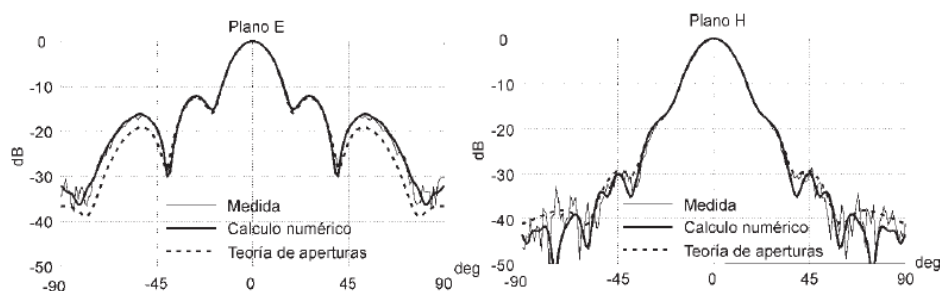


Figura 2. 8. Diagramas de radiación normalizados [4].

Observamos que el ancho de haz es más estrecho en el plano E.

Por otro lado, en las bocinas cónicas el modo fundamental es el TE_{11} y su principal ventaja respecto las bocinas piramidales es una mayor simetría entre el plano E y el plano H (prácticamente simétricos si además añadimos corrugaciones), lo que además mejora la polarización cruzada. Esa simetría nos permite facilitar los cálculos a la hora de hallar los parámetros para que cumplan con un ancho de haz determinado.

En el caso de la piramidal, el valor de ancho de haz sería levemente superior en el caso del plano H. Se necesita un ancho de haz lo más uniforme posible para lograr alimentar al reflector parabólico más eficientemente. Es por esto que decidimos diseñar una bocina cónica.

Además, las bocinas con diagramas diferentes para los planos E y H tienen centros de fase ligeramente distintos (se recurriría al punto medio), de modo que es mejor si son simétricos.

➤ Guía circular vs rectangular.

En el caso de la guía, optamos por la circular para facilitar el diseño (tiene un solo parámetro en lugar de dos) y por facilidad de fabricación: es más fácil unir una guía circular a una bocina cónica que una rectangular.

➤ Bocinas corrugadas.

Las bocinas con corrugaciones transversales internas son frecuentemente utilizadas en comunicaciones vía satélite debido a su baja polarización cruzada. Cuando la profundidad de las corrugaciones se encuentra en torno a un cuarto de longitud de onda da como resultado diagramas de radiación casi puramente polarizados [5].

En general, las guías circulares y las bocinas tienen diagramas del plano E y del plano H diferentes, debido a que las componentes eléctrica y magnética de la sonda satisfacen distintas condiciones de contorno, dando como resultado que las líneas de campo salen curvadas. Modificando la superficie de las paredes, ya sea cubriéndolas con dieléctricos o añadiendo corrugaciones, conseguimos alterar el modo de las líneas de campo y hacerlas casi unidireccionales, lo que provoca la baja polarización cruzada. Es por esto que estas bocinas suelen ser usadas como alimentadores de reflectores, ya que los campos radiados son prácticamente simétricos.

Para conseguir esta baja polarización cruzada hay que tener en cuenta que en el TE_{11} el campo eléctrico actúa como un cortocircuito en las paredes de la bocina/guía, mientras que el magnético se comporta como un circuito abierto.

Cuando hay muchas corrugaciones en la guía (aproximadamente unas 5 por longitud de onda) y son lo suficientemente profundas (típicamente $\lambda/4$) estos agujeros consiguen modificar el cortocircuito del campo eléctrico en un circuito abierto, mientras que el campo magnético se ve mínimamente afectado. El modo resultante deja de ser un TE o un TM, convirtiéndose en lo que se denomina un modo híbrido. El modo híbrido que se usa principalmente para alimentar reflectores es el HE_{11} , que se caracteriza por una baja polarización cruzada, un diagrama simétrico y bajos lóbulos secundarios [4].

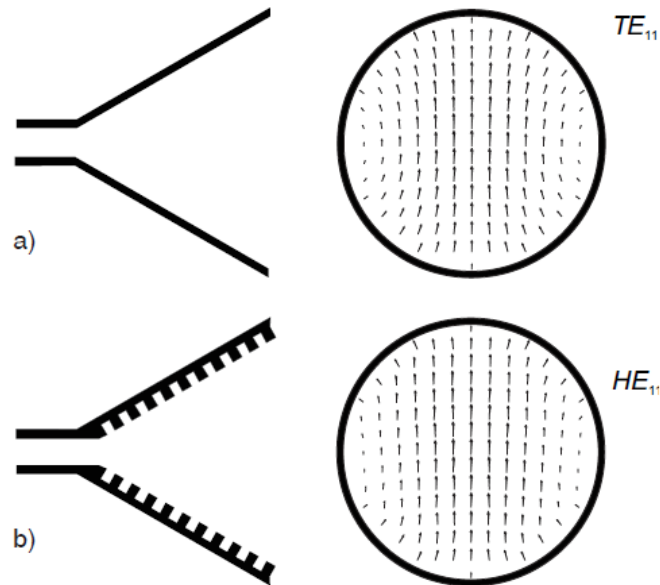


Figura 2. 9. Campo E de bocina a) lisa b) corrugada [4].

Analizando las bocinas rectangulares corrugadas frente a las circulares corrugadas, las primeras tienen un ancho de haz más estrecho, mayor polarización cruzada, mayor peso y son más difíciles de fabricar, luego como en el caso de las bocinas lisas se seguiría usando la bocina cónica.

En el proyecto se ha decidido prescindir de las corrugaciones por simplicidad, tanto de cálculo como de fabricación, si bien se ve que pueden ofrecer mejores prestaciones y pueden ser una extensión del proyecto en líneas futuras.

2.5. Polarización circular

La alimentación típica de una guía de onda consiste en insertar una sonda con una impedancia de 50 ohmios, que es un término medio entre atenuación y potencia. Sin embargo, con esto conseguimos polarización lineal.

Para convertir una onda de radio linealmente polarizada en una circularmente polarizada el proceso consiste en descomponer la onda lineal en dos componentes iguales en magnitud y fase y con los ángulos adecuados, para luego adelantar o atrasar (según se quiera conseguir polarización a derechas o a izquierdas) uno de ellos 90° en fase respecto al otro. De esta forma conseguimos la polarización circular, como se aprecia en la figura [2.8]

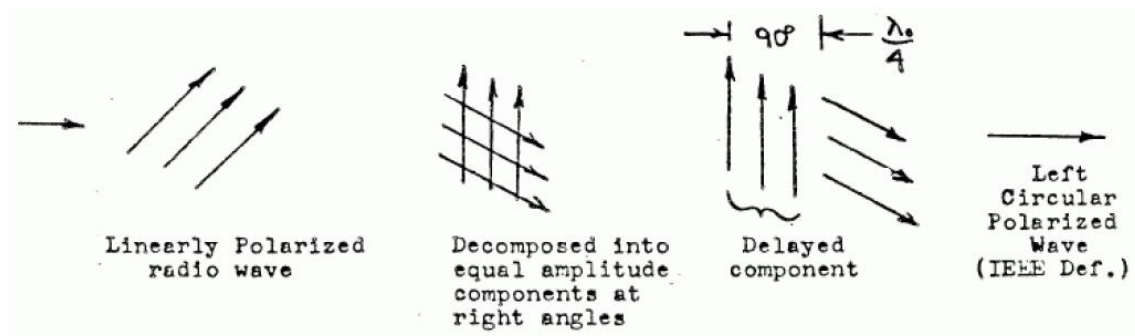


Figura 2.10. Proceso para la obtención de la polarización circular [6].

En la práctica, podemos conseguir esta polarización lineal si alimentamos con dos sondas separadas 90° , con la misma amplitud y a su vez una de ellas desfasada 90° respecto a la otra, lo que se puede conseguir si ambas provienen de la misma fuente y en una de ellas añadimos un desfasador de 90° , que se puede conseguir mediante un branch-line [2].

2.6. Guía coaxial

Es la principal forma de alimentar reflectores cuando se quiere conseguir una antena multibanda, consistiendo en ir añadiendo guías de onda coaxiales y concéntricas según el número de bandas que se desea. En nuestro proyecto queremos dos bandas de frecuencia, luego usaremos dos conductores (figura [2.11]).

Una guía coaxial operando en el modo TE_{11} tiene mayor flexibilidad de diagramas de radiación disponibles debido al grado extra de libertad dado por el conductor interno.

Para excitar el modo TE_{11} y eliminar el modo dominante TEM no deseado usamos dos sondas alimentadas con un desfase de 180° para producir una polarización vertical en la banda C. En el caso de querer conseguir polarización circular habría que añadir otras dos sondas perpendiculares a las anteriores y desfasadas de estas 90° para conseguir que sea polarización circular, y también desfasadas entre sí 180° . En conclusión, tendrán que ser 4 sondas, separadas y desfasadas 90° entre ellas, si queremos conseguir la polarización circular [7]. Este desfase de 180° se puede conseguir, por ejemplo, con un rat-race [2].

Analizamos la guía coaxial, deteniéndonos en el ancho de haz y en la adaptación, que vendrá dada por el coeficiente de reflexión (aunque sean varias sondas, todas provienen de la misma fuente, a la que se le añade un desfasador).

Respecto el ancho de haz, este decrece en el plano H conforme va aumentando la relación a/b (siendo a el radio menor y b el mayor de la guía coaxial), mientras que sucede lo contrario en el plano E, en el que aumenta, por lo que resulta complicado obtener una simetría en el ancho de haz.

Si nos fijamos en la figura [2.9], podemos intentar calcular la medida más óptima para el ancho de haz del coaxial.

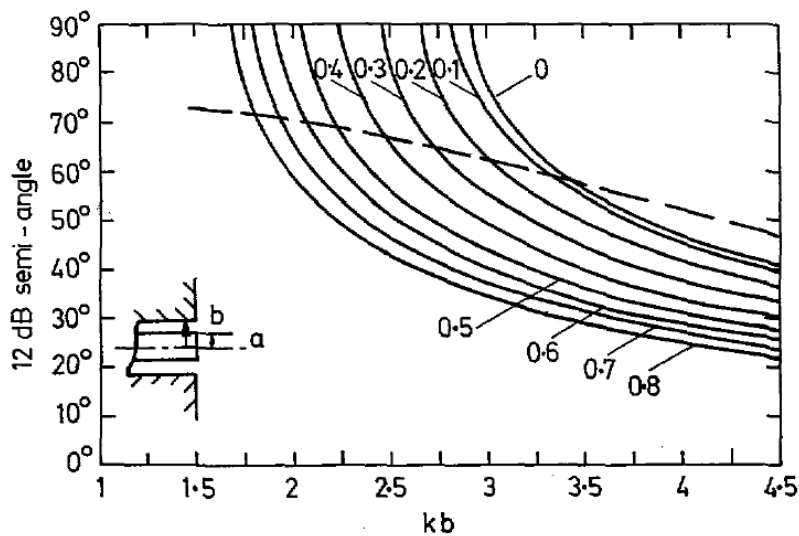


Figura 2.11. Semi-ancho de haz a 12 dB de una guía coaxial normalizado a kb . El parámetro es a/b [8].

Teniendo una $k = 2\pi/\lambda = 81.9297 \text{ m}^{-1}$ (para $f = 3.91\text{GHz}$) y $a = 18.54 \text{ mm}$ y con el objetivo de conseguir 64° como semiángulo del ancho de haz 10 dB, para cualquier valor de $a/b \leq 0.3$ obtenemos un valor de $k*b$ superior a 5, saliéndonos de la tabla y alejándonos de los 64° . En el caso de $a/b=0.4$ obtenemos $k*b=3.797$, con unos 40° de ancho de haz para el plano E. Si pasamos a $a/b= 0.5, 0.6$ y 0.7 , resultan unos valores de ancho de haz de $45^\circ, 50^\circ$ y 67° respectivamente. En todos estos casos el ancho de haz en el plano H es mayor, luego no hay problema.

Para nuestros requisitos de 128° de ancho de haz a 10 dB, sería una relación $a/b=0.7$, dejando $b=26.49 \text{ mm}$. Sin embargo, vemos que es un valor muy pequeño y muy próximo al radio a , luego posiblemente no se encuentre dentro del rango de frecuencias que deseamos.

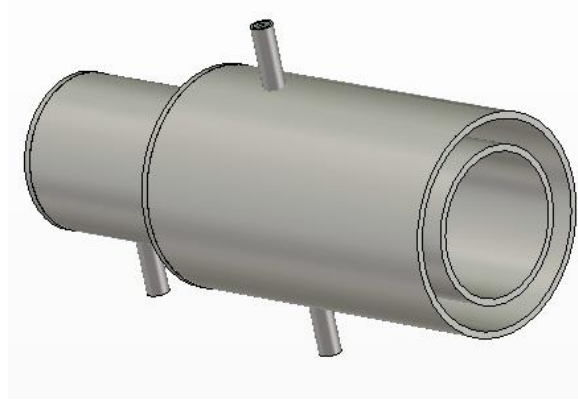


Figura 2. 12. Prototipo de guía coaxial.

Para analizar la adaptación nos fijamos en la figura [2.12].

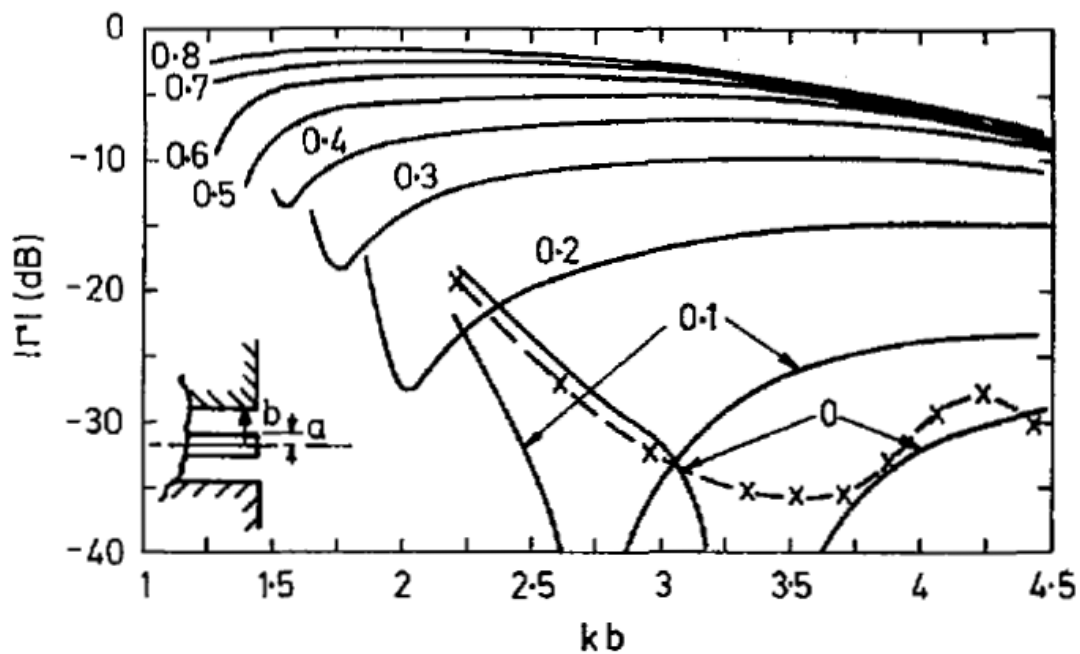


Figura 2. 13. Coeficiente de reflexión de una guía coaxial normalizado a kb . Parámetro es a/b [9].

Vemos que para una adaptación de -15 dB necesitamos $k*b > 1.63$. Teniendo en cuenta que tiene que ser un radio $b > a = 18.54$ mm, como mucho obtenemos $k*b = 81.9297*b$, luego tendrá que ser para relación a/b menor de 0.3, lo que daría un radio b superior a 62 mm, valores muy altos para b si lo comparamos con los 26.49 mm que cumplen con el ancho de haz.

Probamos a simular las guías para comprobar el efecto de modificar la relación a/b :

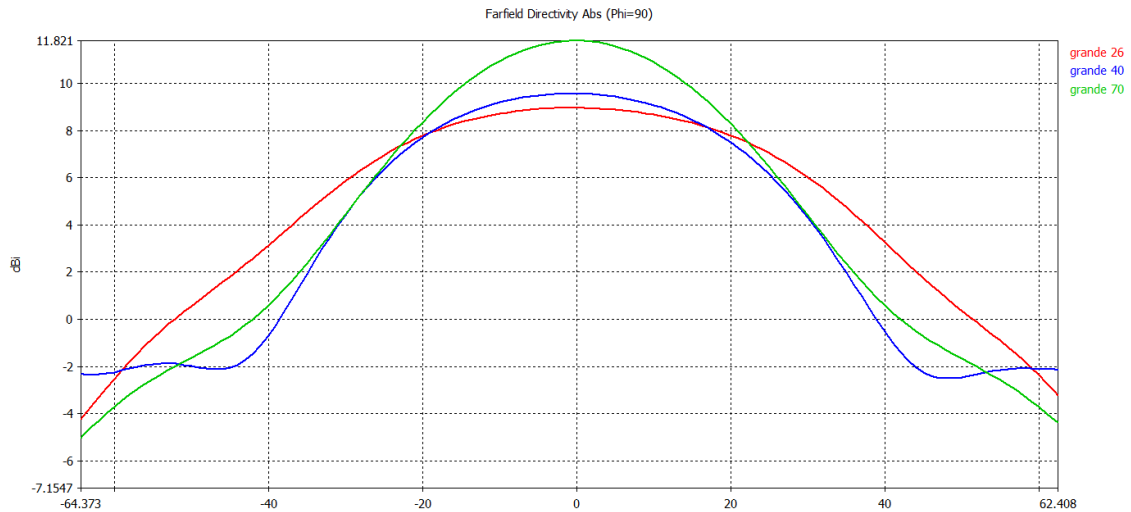


Figura 2. 14. Diagrama de radiación de la guía coaxial para distintos tamaños de b en mm.

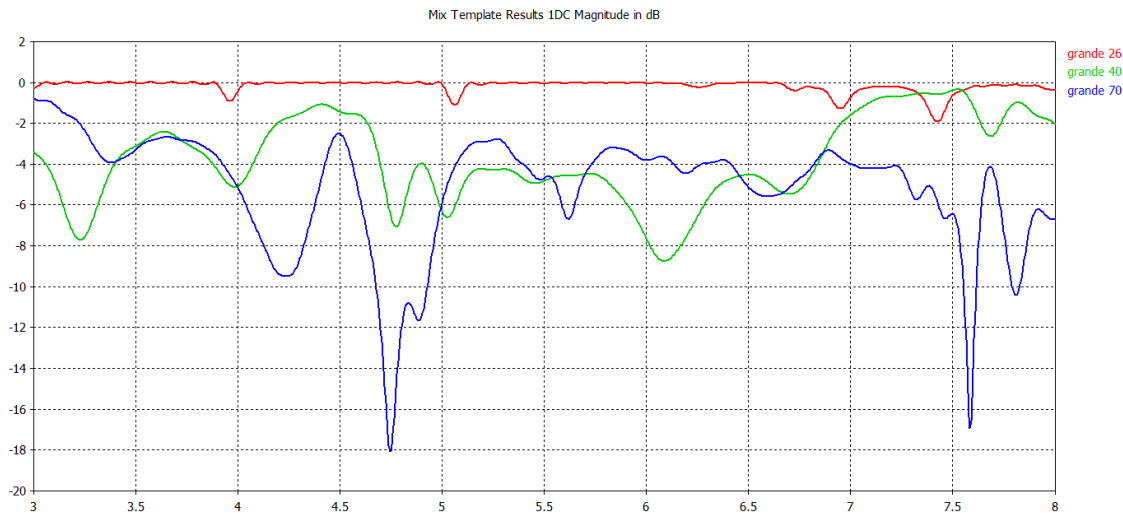


Figura 2. 15. Coeficiente de reflexión de la guía coaxial para distintos tamaños de b (en la gráfica es "grande") en mm.

Podemos comprobar que los 128° se cumplen para $b = 26\text{mm}$ pero que conforme vamos aumentando de tamaño este se va reduciendo. Sin embargo, la adaptación a una relación a/b tan pequeña es muy mala, y necesitamos alcanzar los 70 mm para conseguir 15 dB.

En nuestro proyecto no tratamos únicamente con guías, sino que estas se ensanchan y terminan en bocinas cónicas, lo que nos permitirá mejorar el ancho de haz a la frecuencia deseada. Es por eso que en el diseño de la antena, las guías vendrán determinadas por la adaptación y la f_c que se desee conseguir, mientras que para el ancho de haz modificaremos las dimensiones de las bocinas.

Capítulo 3

Bocinas Aisladas

Antes de abordar el diseño final del "coaxial waveguide", procedemos a construir dos bocinas aisladas, de modo que cada una cumpla con los requisitos y especificaciones dentro de su banda correspondiente.

El objetivo es ver las divergencias en comparación con el diseño final y servirnos de apoyo para calcular las dimensiones y características de la guía coaxial, además de proporcionarnos una base inicial con la que comenzar y permitirnos comparar los resultados finales en cuanto a BW (Bandwidth), directividad y el resto de características que nos interesan.

3.1. Frecuencia de trabajo

En ambas bandas de frecuencia el BW será de 575 MHz.

$$3.625 \text{ GHz} - 4.2 \text{ GHz} \rightarrow 0.575 \text{ GHz} = 575 \text{ MHz.}$$

$$5.85 \text{ GHz} - 6.425 \text{ GHz} \rightarrow 0.575 \text{ GHz} = 575 \text{ MHz.}$$

El FBW (Fractional Bandwidth) de una antena es una medida de lo ancha que es su banda, pudiendo oscilar entre un 0% y un 200% [2]. En nuestro caso nos sirve para calcular la frecuencia central de las bandas, ya que la relación es:

$$\text{FBW} = \frac{f_2 - f_1}{f_c}$$

Donde f_c es la frecuencia central de la banda, f_1 el límite inferior y f_2 el límite superior. Obtenemos que la f_c en downlink para una FBW = 14.7 % es 3.912 GHz y en uplink para FBW = 9.4 % es 6.117 GHz .

Por último podemos calcular λ con la relación $c = \lambda f$.

$$\text{Downlink: } \lambda = 0.07669 \text{ m}$$

$$\text{Uplink: } \lambda = 0.04904 \text{ m}$$

3.2. Guía circular

La guía de onda que añadamos a la bocina determinará el ancho de banda, luego tenemos que garantizar que cumple con las especificaciones: de 3.625 a 4.2 GHz y de 5.85 a 6.425 GHz .

Los principales parámetros a calcular son el grosor de la guía y el diámetro/radio de esta.

Para el grosor, ya que no influye en el BW, usaremos el mismo que el de guías de onda similares. Así, observamos que para esas frecuencias (3-8 GHz) las guías de onda, tales como la WR-229 o la WR-159 tienen un grosor de 0.064 pulgadas [10].

$$\text{Grosor} = 0.064 \text{ pulgadas} = 1.63 \text{ mm.}$$

Para calcular el diámetro, no se han encontrado datos de guías circulares predeterminadas para unas frecuencias tan pequeñas, si bien sí que encontramos rectangulares para esas frecuencias y circulares a partir de la banda K_u (12 GHz). Así, podemos aproximar el tamaño de nuestra guía a través de relaciones con esos datos.

Si nos fijamos en las guías circulares, mediante unas sencillas reglas de 3 obtenemos el valor del diámetro aproximado, ya que tamaño y frecuencia escalan inversamente (una de $f = 18$ GHz es 0.5 pulgadas, una de $f = 36$ GHz es 0.25 pulgadas).

3.625 GHz - 4.2 GHz \rightarrow 2.3 pulgadas / 58.42 mm

5.85 GHz - 6.425 GHz \rightarrow 1.47 pulgadas / 37.33 mm

Band Designation	Frequency Range, GHz	Internal Diameter, Inch	Band Designation	Frequency Range, GHz	Internal Diameter, Inch
Ku-1	12.4-14.6	0.660	E-0	58-68	0.141
Ku-2	14.6-17.5	0.550	E-1	68-77	0.125
K-1	17.5-20.5	0.470	E-2	77-87	0.110
K-2	20.5-24.5	0.396	E-3	87-100	0.094
K-3	24.5-26.5	0.328	W-0	77-87	0.110
Ka-0	26-28.5	0.328	W-1	87-100	0.094
Ka-1	28.5-33	0.281	W-2	100-112	0.082
Ka-2	33-38.5	0.250	F-0	87-100	0.094
Ka-3	38.5-43	0.219	F-1	100-112	0.082
Q-0	33-38.5	0.250	F-2	112-125	0.075
Q-1	38.5-43	0.219	F-3	125-140	0.067
Q-2	43-50	0.188	D-0	100-112	0.082
U-0	38.5-43	0.219	D-1	112-125	0.075
U-1	43-50	0.188	D-2	125-140	0.067
U-2	50-58	0.165	D-3	140-160	0.059
V-0	50-58	0.165	G-0	125-140	0.067
V-1	58-68	0.141	G-1	140-220	0.059
V-2	68-77	0.125			

Tabla 3. 1. Diámetros internos de guías circulares en el modo TE_{11} [11].

Si por otro lado comparamos con las rectangulares de esa banda, observamos que para bandas mayores, la circular prácticamente coincide con la dimensión del ancho de la rectangular, luego nos quedamos con la primera dimensión de las rectangulares para la banda que nos interesa.

Waveguide frequency bands and interior dimensions				
Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (Inches)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	23.000 x 11.500	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	21.000 x 10.500	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	18.000 x 9.000	457.2 x 228.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	15.000 x 7.500	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	11.500 x 5.750	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	9.975 x 4.875	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	7.700 x 3.385	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	6.500 x 3.250	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	4.300 x 2.150	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	3.400 x 1.700	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	2.840 x 1.340	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	2.290 x 1.150	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	1.872 x 0.872	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	1.590 x 0.795	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	1.372 x 0.622	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	1.122 x 0.497	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	0.900 x 0.400	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	0.750 x 0.375	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	0.622 x 0.311	15.7988 x 7.8994
K band	WR-51	15.0 to 22.0	0.510 x 0.255	12.954 x 6.477
K band	WR-42	18.0 to 26.5	0.420 x 0.170	10.668 x 4.318

Tabla 3. 2. Medidas de guías rectangulares estándar [12].

3.625 GHz - 4.2 GHz → 2.29 pulgadas / 58.166 mm (equivalente a WR-229)
5.85 GHz - 6.425 GHz → 1.59 pulgadas / 40.386 mm (equivalente a WR-159)

Vemos que ambas aproximaciones nos dan diámetros parecidos, de modo que nuestra guía tendrá que tener un tamaño similar. Ahora procedemos a calcular el diámetro exacto mediante los cálculos teóricos y simulaciones.

El tamaño de la guía de onda circular determinará el rango de frecuencias en las que nuestra bocina podrá funcionar. Para calcularlo, lo primero que hay que tener en cuenta será que al tratarse de una guía circular el modo dominante es el TE_{11} , mientras que el siguiente modo será el TM_{01} .

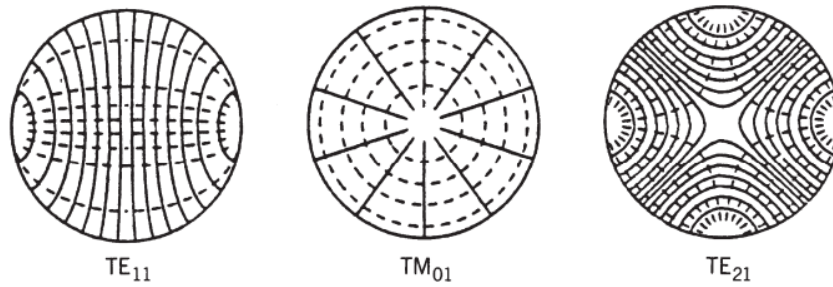


Figura 3. 1. Modos principales de una guía circular. La línea sólida representa el campo eléctrico \vec{E} y la discontinua el campo magnético \vec{H} [13].

Esto es debido a que la frecuencia de corte de cada modo viene determinada por [13]:

$$f_c|_{TE_{nm}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{p_{nm}}{a}$$

$$f_c|_{TM_{nm}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{p'_{nm}}{a}$$

donde a es el radio de la guía, p_{nm} son las raíces de las funciones de Bessel y p'_{nm} las raíces de las derivadas de las funciones de Bessel.

Table Zeros J_{mn} of $J_m(J_{mn}) = 0$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) of Bessel function $J_m(x)$

	$m=0$	$m=1$	$m=2$	$m=3$	$m=4$	$m=5$	$m=6$	$m=7$	$m=8$	$m=9$	$m=10$	$m=11$
$n=1$	2.4049	3.8318	5.1357	6.3802	7.5884	8.7715	9.9361	11.0864	12.2251	13.3543	14.4755	15.5960
$n=2$	5.5201	7.1056	8.4173	9.7610	11.0647	12.3386	13.5893	14.8213	16.0378	17.2412	18.4335	19.6160
$n=3$	8.6537	10.1735	11.6199	13.0152	14.3726	15.7002	17.0038	18.2876	19.5545	20.8071	22.0470	23.2759
$n=4$	11.7915	13.3237	14.7960	16.2235	17.6160	18.9801	20.3208	21.6415	22.9452	24.2339	25.5095	26.7733
$n=5$	14.9309	16.4706	17.9598	19.4094	20.8269	22.2178	23.5861	24.9349	26.2668	27.5838	28.8874	30.1791

(a)

Table Zeros J'_{mn} of Derivative $J'_m(J'_{mn}) = 0$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) of Bessel Function $J_m(x)$

	$m=0$	$m=1$	$m=2$	$m=3$	$m=4$	$m=5$	$m=6$	$m=7$	$m=8$	$m=9$	$m=10$	$m=11$
$n=1$	3.8318	1.8412	3.0542	4.2012	5.3175	6.4155	7.5013	8.5777	9.6474	10.7114	11.7708	12.8264
$n=2$	7.0156	5.3315	6.7062	8.0153	9.2824	10.5199	11.7349	12.9324	14.1155	15.2867	16.4479	17.6003
$n=3$	10.1735	8.5363	9.9695	11.3459	12.6819	13.9872	15.2682	16.5294	17.7740	19.0046	20.2230	21.4309
$n=4$	13.3237	11.7060	13.1704	14.5859	15.9641	17.3129	18.6375	19.9419	21.2291	22.5014	23.7607	25.0085
$n=5$	16.4706	14.8636	16.3475	17.7888	19.1960	20.5755	21.9317	23.2681	24.5872	25.8913	27.1820	28.4609

(b)

Figura 3. 2. Ceros de las funciones de Bessel (a) y su derivada (b) [13].

Las f_c menores se corresponden con los menores valores de p_{nm} , siendo:

$$p_{11} = 1.8412 \rightarrow TE_{11}$$

$$p_{01} = 2.405 \rightarrow TM_{01}$$

Si despejamos a de la fórmula, obtenemos que, para el modo dominante TE_{11} , su valor es:

$$a = c * 0.293037 / f_{c1}$$

Valor que marca la frecuencia de corte a partir de la cual se propagará la onda.

Para el segundo es:

$$a = c * 0.382768 / f_{c2}$$

Valor que indica la frecuencia a partir de la cual comienza a propagarse un segundo modo. El ancho de banda monomodo será el comprendido entre ambas frecuencias.

Dejamos espaciado entre la frecuencia de corte y la del siguiente modo (ej. $1.2 f_{c1}$ y $0.9 f_{c2}$) para que nuestra banda no se encuentre en los extremos de funcionamiento, siendo más alejada de la f_{c1} que de la f_{c2} debido a que la adaptación cercana a la frecuencia de corte fundamental es muy mala, luego será la condicional para marcar el tamaño de la guía, y dejaremos unos 100 MHz de margen entre los valores de f_{c1} y f_{c2} y los límites de las frecuencias en las que van a trabajar las bocinas.

Para calcular el radio, comenzamos fijando la f_{c1} , y a partir de la fórmula $a = c * 0.293037 / f_{c1}$, calculada anteriormente, hallamos el radio, para después con $a = c * 0.382768 / f_{c2}$ comprobamos si nuestra banda está dentro de ese rango.

Downlink: 3.625 GHz - 4.2 GHz.

La que más se aproxima a ese rango, dejando un mayor margen a f_{c1} que a f_{c2} es:

$$f_{c1} = 3.25 \text{ GHz} \rightarrow a = 0.02703 \text{ m}$$

$$f_{c2} = 4.26 \text{ GHz}$$

Para el tamaño de la guía, tenemos que añadir el grosor, de modo que con un grosor de 1.63 mm, el total será: **$a = 28.66 \text{ mm}$**

$d = 2a = 57.32 \text{ mm}$, lo que concuerda con las aproximaciones realizadas al principio.

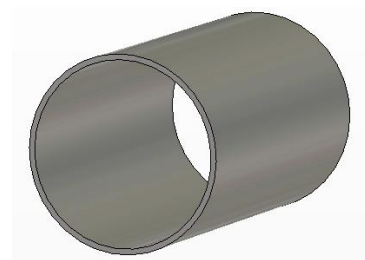


Figura 3. 3. Guía de onda circular.

Comprobamos las frecuencias de corte de los dos primeros modos, para lo que simulamos la guía de onda mediante CST y comprobamos cuando su parámetro s_{21} (la potencia que se transmite al otro puerto) es prácticamente 0 dB, lo que equivale a que no se refleja prácticamente nada y se transmite toda la potencia de un puerto a otro.

Primero comprobamos que los modos son justo los que deseamos, analizando los campos E y H y comprobándolos con las plantillas:

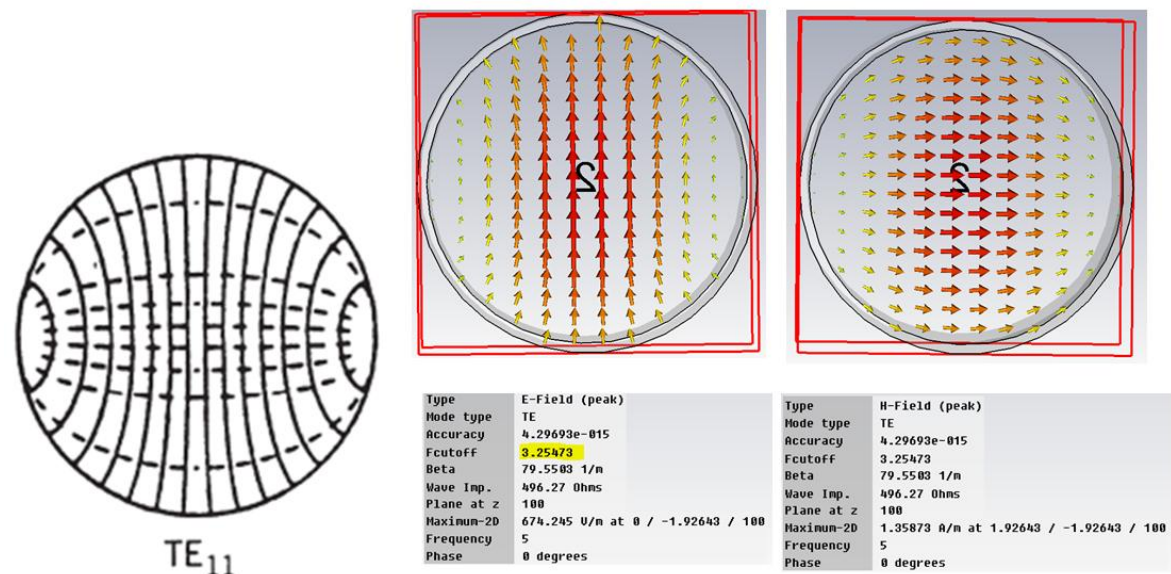


Figura 3. 4. TE_{11} de una guía circular (izquierda). Simulación del campo E de la guía (centro).
Simulación del campo H de la guía (derecha).

En efecto el modo propagado es el TE_{11} y la frecuencia de corte es 3.25 GHz. Si analizamos los parámetros S:

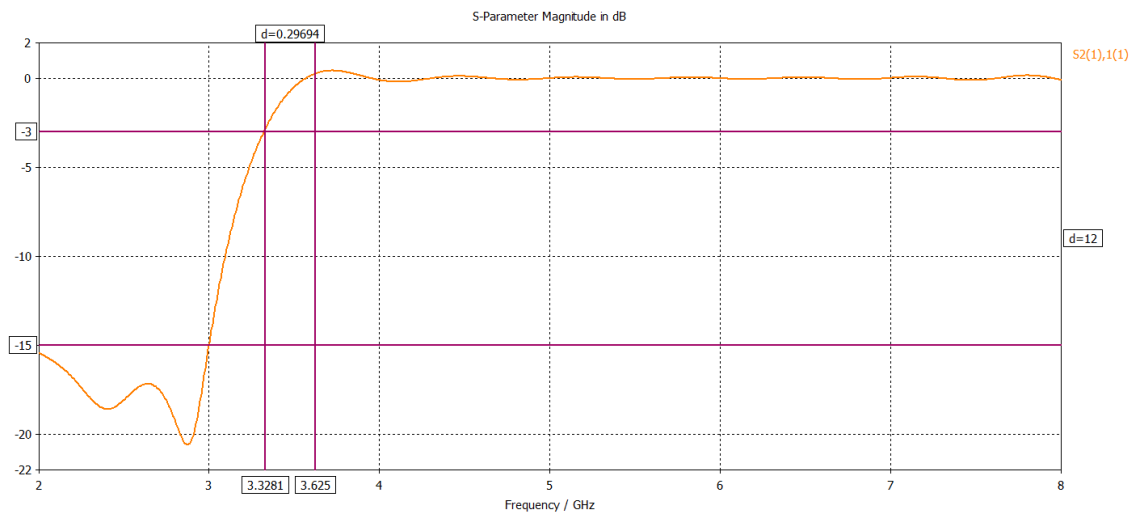


Figura 3. 5. Parámetro $|s_{21}|$ para el primer modo de la guía circular para un radio = 28.66mm.

Vemos que el puerto se encuentra adaptado a partir de los 3.3 GHz, y que a partir de la frecuencia que nos interesa (3.625 GHz) ya se encuentra en la zona estable. Ahora analizamos el segundo modo para ver cuando comienza a propagarse, antes comprobando que en efecto es el TM_{01} y la f_c es la deseada:

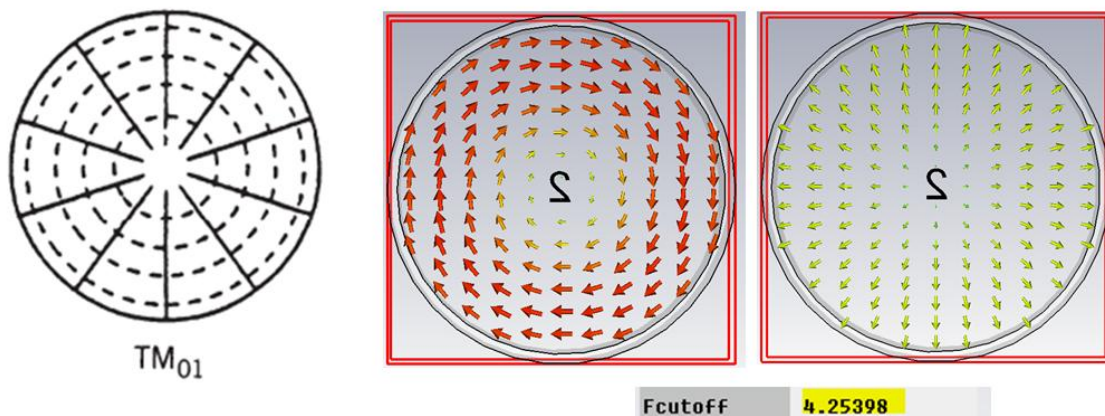


Figura 3. 6. TM_{01} de una guía circular (izquierda). Simulación del campo H de la guía (centro).

Simulación del campo E de la guía (derecha).

Una vez comprobado, observamos los parámetros S simulados:

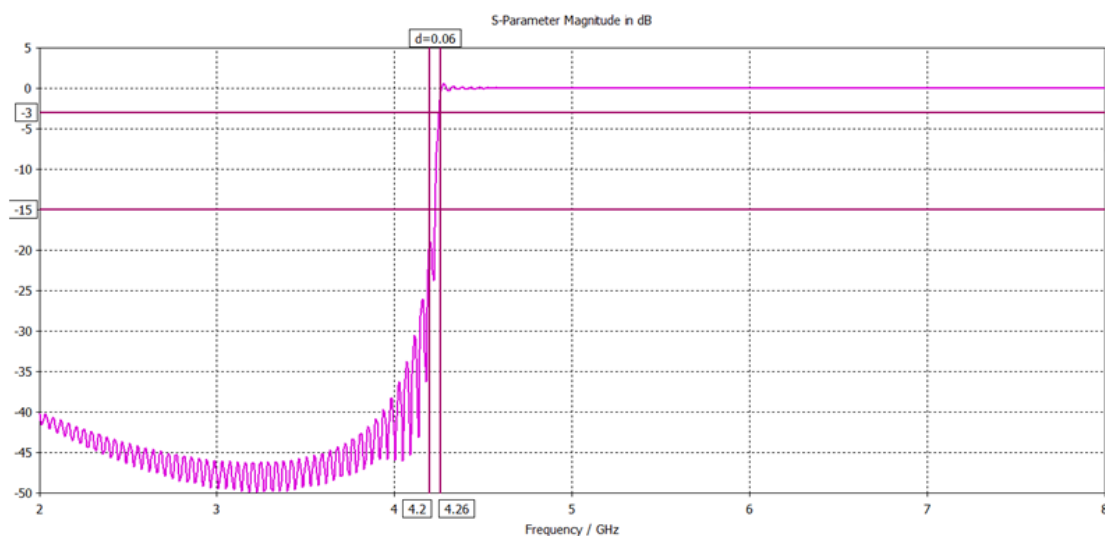


Figura 3. 7. Parámetro $|s_{21}|$ del segundo modo de la guía circular para un radio = 28.66mm.

El siguiente modo comienza a propagarse a partir de los 4.26 GHz, ya fuera de los 4.2 GHz de nuestras especificaciones, luego cumple el ancho de banda monomodo que deseamos.

Uplink: 5.85 GHz - 6.425 GHz.

La que más se aproxima es:

$f_{c1} = 5.2 \text{ GHz} \rightarrow a=0.01691 \text{ m}$

$f_{c2} = 6.8 \text{ GHz}$

Con 1.63 mm de grosor, el total será: **$a = 18.54 \text{ mm}$** ,

$d = 2a = 37.08 \text{ mm}$, lo que concuerda con las aproximaciones.

Comprobamos las frecuencias de corte simuladas para los dos primeros modos:

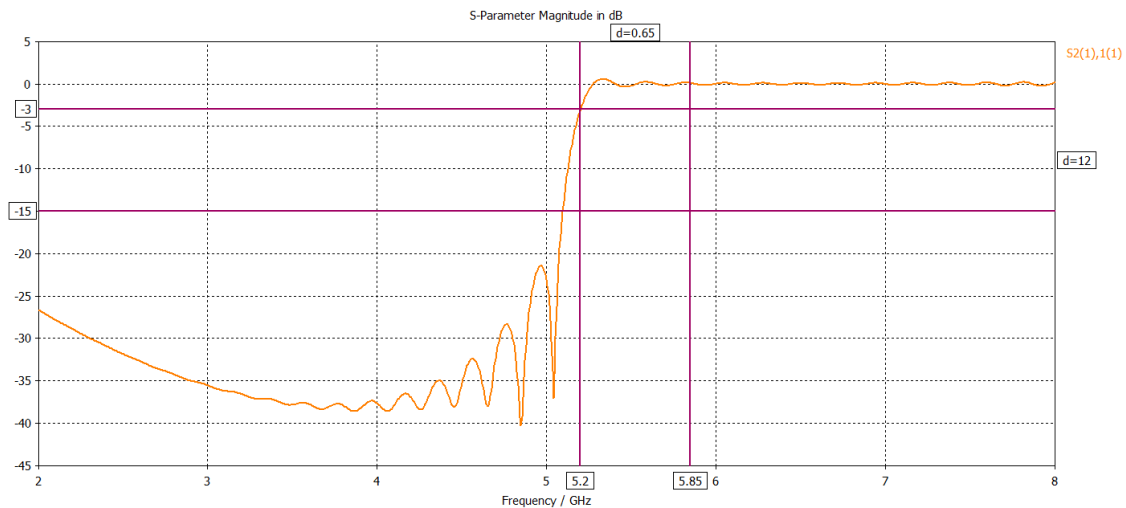


Figura 3. 8. Parámetro $|s_{21}|$ para el primer modo de la guía circular para un radio = 18.54 mm.

Vemos que la f de corte es la esperada (5.2 GHz) y que a partir de la frecuencia que nos interesa (5.85 GHz) ya está en la zona de propagación.

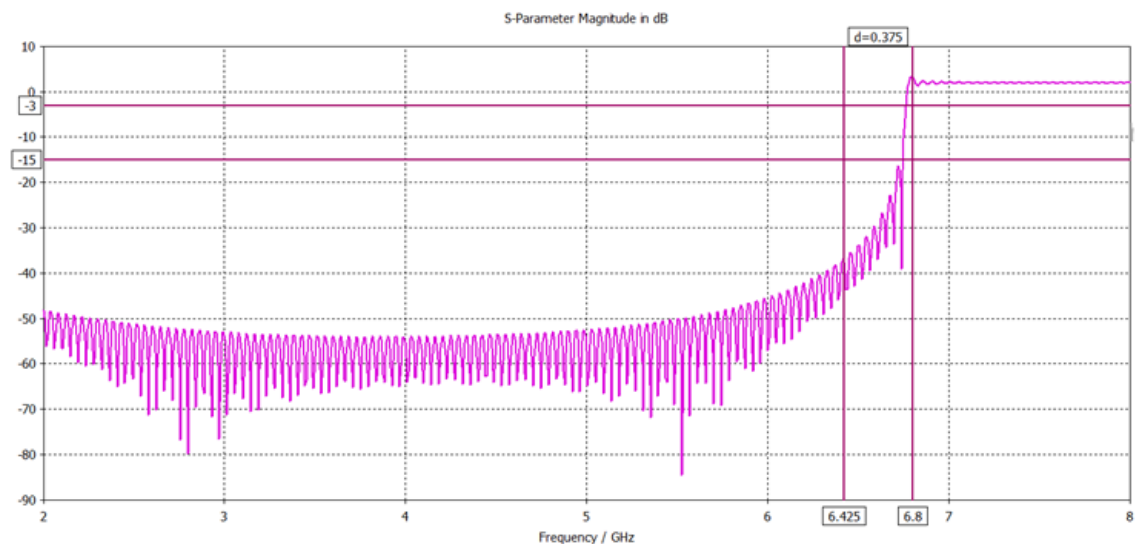


Figura 3. 9. Parámetro $|s_{21}|$ para el segundo modo de la guía circular para un radio = 18.54 mm.

El siguiente modo comienza a propagarse a partir de los 6.8 GHz, ya fuera de los 6.425 GHz de nuestros requisitos, luego cumple el ancho de banda que deseamos.

3.3. Diseño inicial bocinas aisladas

Las especificaciones que han de cumplir las bocinas son que el diagrama de radiación tenga un ancho de haz de 128° a -10 dB y una adaptación inferior a -15 dB para conseguir una alimentación óptima del reflector.

La antena como tal influye principalmente en el ancho de haz y no en la adaptación, donde es la propia guía la que la determina, luego construiremos la bocina con el objetivo de cumplir con el ancho de haz de 128°, para lo que los parámetros de diseño serán el radio de la apertura de la bocina y la longitud. Como hemos visto anteriormente, se tratará de una bocina cónica sin corrugaciones.

Para abordar el diseño de la bocina se tomaron en cuenta distintos métodos. Primero se analizarán los distintos procedimientos y finalmente se procederá a desarrollar en profundidad el escogido.

1. Estimación de la Directividad.

Obtenemos de forma aproximada la directividad y a partir de ella y mediante las gráficas obtenemos las dimensiones.

Para la directividad usamos la aproximación de Kraus [14] , para lo que tomamos el ancho de haz a 3 dB del plano E y del plano H iguales, ya que en una bocina, especialmente las cónicas, son muy similares.

$$D_0 = \frac{4\pi}{\Omega_A} \cong \frac{4\pi}{\theta_{1r}\theta_{2r}}$$

donde θ_{1r} y θ_{2r} son el ancho de haz de los planos E y H respectivamente.

Basándonos en que el de 10 dB debe ser 128°, el de 3 dB será aproximadamente 65° = 1,1345 rad, fijándonos en la figura [3.10], que muestra un diagrama de radiación típico de una bocina y que cumple con los 128°.

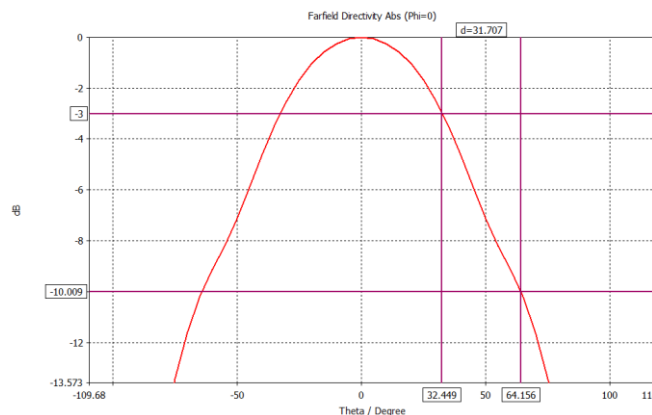


Figura 3. 10. Diagrama de radiación con un ancho de haz de 128° a 10 dB.

Con Kraus [14] obtenemos $D=9,76 \rightarrow 9,8$ dB

Tomamos la eficiencia de la apertura (ε_{ap}) = 0,51, que es la correspondiente a un error de fase máximo (producido por el abocinamiento) de $s = 3/8$, con el que se consiguen antenas óptimas en cuanto a directividad [2].

Este error de fase s se produce por la diferencia de fase que hay entre el centro de la boca de la bocina y los bordes, al tratarse de ondas esféricas, mientras que la boca de la bocina es una superficie plana.

$$L(s) = -10\log_{10}(\varepsilon_{ap}) \approx (0,8s - 1,71s + 26,25s^2 - 17,79s^3)$$

A partir de esos valores de directividad y eficiencia podemos obtener el radio y a partir de él la longitud, mediante el uso de las siguientes fórmulas [2].

$$D_c(\text{dB}) = 10 \log_{10}[\varepsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2)]$$

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda l}$$

donde D_c es la directividad, a el radio de la bocina y d_m su diámetro.

Para el valor de $s = 3/8$ se puede aproximar a

$$d_m \approx \sqrt{3\lambda l}$$

o bien calcular primero la longitud y a partir de ella el diámetro correspondiente usando la gráfica que relaciona directividad con d_m/λ .

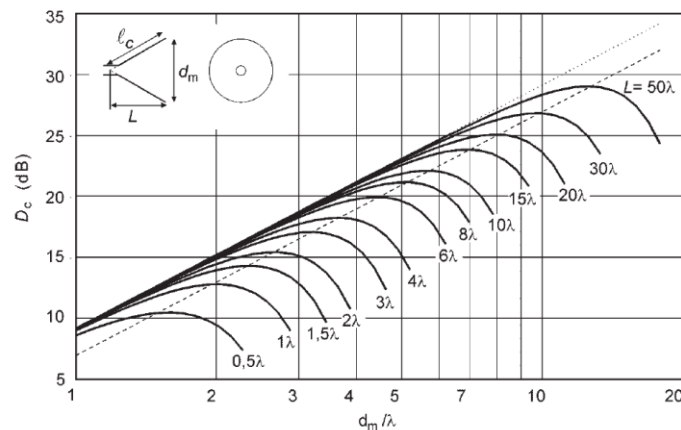


Figura 3. 11. Directividad de una bocina cónica en función del diámetro normalizado [4].

Para el caso del downlink, los resultados son:

$$a = 0,0482 \text{ m}$$

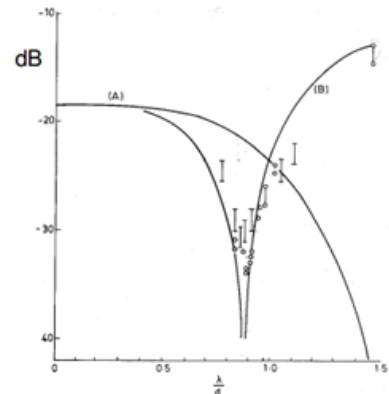
$$L = 0,5 \lambda = 0,38345 \text{ m}$$

$$l_c = 0,06159 \text{ m}$$

2. Cálculo con las tablas.

Usamos tablas universales que relacionan el ancho de haz con los planos E y H y el error de fase.

s	Ancho de Haz = 2θ				ε _A (dB)
	3 dB		10 dB		
	E plane	H plane	E plane	H plane	
	2π(a/λ) sen θ		2π(a/λ) sen θ		
0	1.6163	2.0376	2.7314	3.5189	0.77
0.04	1.6175	2.0380	2.7368	3.5211	0.80
0.08	1.6212	2.0391	2.7536	3.5278	0.86
0.12	1.6273	2.0410	2.7835	3.5393	0.96
0.16	1.6364	2.0438	2.8296	3.5563	1.11
0.20	1.6486	2.0477	2.8982	3.5799	1.30
0.24	1.6647	2.0527	3.0024	3.6115	1.54
0.28	1.6855	2.0592	3.1757	3.6536	1.82
0.32	1.7123	2.0676	3.5720	3.7099	2.15
0.36	1.7471	2.0783	4.6423	3.7863	2.53
0.40	1.7930	2.0920	5.0492	3.8933	2.96
0.44	1.8552	2.1100	5.3139	4.0504	3.45
0.48	1.9441	2.1335	5.5375	4.2967	3.99
0.52	2.0823	2.1652	5.7558	4.6962	4.59
0.56	2.3435	2.2089	6.0012	5.2173	5.28
0.60	3.4329	2.2712	6.3500	5.6872	5.98
0.64	4.3656	2.3652	7.6968	6.0863	6.79
0.68	4.8119	2.5195	8.4389	6.4622	7.66
0.72	5.1826	2.8181	8.8519	6.8672	8.62



Nivel del Máximo Contrapolar en el Plano $\phi=45$ para bocinas de bajo error de fase ($S<0.1$)
A- Modelo de Chu (1^{er} P.E.)
B- M. Campo Eléctrico (2^a P.E.) con medidas superpuestas.

Figura 3. 12. Anchos de haz de para una bocina cónica [15].

Para 10 dB, cogemos el valor de E más cercano a $s = 3/8$, siendo $s = 0.36$. Este valor es 4,6423.

$$2\pi(a/\lambda)\sin\theta = 4,6423$$

Como θ es el ángulo formado a partir del centro de la bocina, será la mitad del ancho de haz, luego $\theta = 64^\circ$.

$$\text{Despejamos } a \text{ y hallamos } L \text{ según } s = a^2/2 \lambda L$$

En el downlink, nos darían estos valores:

$$a = 0,0630 \text{ m}$$

$$L = 0,04602 \text{ m}$$

$$l_c = 0,0719 \text{ m}$$

3. Cálculo con gráfica tradicional, $s = 1/8$

Usamos las gráficas de la figura [3.13] para el cálculo del ancho de haz:

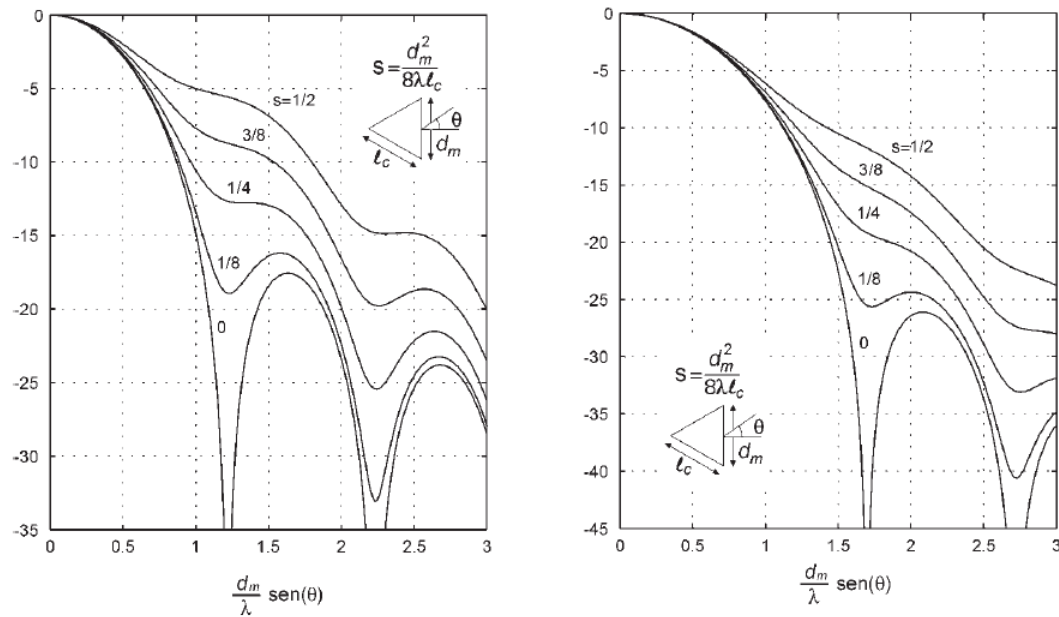


Figura 3. 13. Intensidad relativa del plano E (izquierda) y H (derecha) de una bocina cónica.

El plano E es más restrictivo en cuanto al ancho de haz (es ligeramente más estrecho) luego será el que delimite las dimensiones, ya que si el plano E cumple el ancho de haz también lo hará el plano H.

Cogiendo la gráfica del plano E (izquierda), localizamos la línea de $s = 1/8$ y tomamos el valor a -10 dB, resultando $(d_m/\lambda) \sin \theta = 1,07 \rightarrow (d_m/\lambda) \sin 64 = 1,07$

En el caso del downlink, obtenemos:

$d_m = 0,09130 \text{ m} \rightarrow a = 0,04565 \text{ m}$, donde a es el radio de la bocina.

$l_c = 0,1087 \text{ m}$

$L = 0,0986 \text{ m}$

4. Cálculo con gráfica tradicional, $s = 3/8$.

Este método es el que finalmente escogemos para realizar la antena.

Las razones son que en el primer método se tomaban demasiadas aproximaciones, luego su solución no es tan exacta como en el resto. En cuanto al segundo, las tablas no tienen en cuenta el factor de oblicuidad, luego sigue sin ser tan exacto como los dos restantes. En cuanto al 3º y al 4º, ambos siguen el mismo proceso pero se toman distintos valores del error de fase s . Como para $s = 3/8$ se maximiza la directividad, se decidió tomar el 4º para la solución final.

Downlink: Con el mismo procedimiento que en el caso 3, obtenemos:

$$(d_m/\lambda) \sin 64 = 1,5$$

$$d_m = 0,1280 \text{ m} \rightarrow a = 0,0640 \text{ m}$$

Obtenemos l_c a partir de la formula de $s = d_m^2 / (8 \lambda l_c)$

$$l_c = 0,0712 \text{ m}$$

Les sumamos a ambos parámetros el grosor de la bocina, 1,63 mm

$$a = 65,63 \text{ mm}$$

$$l_c = 72,83 \text{ mm}$$

$$L = 31,57 \text{ mm}$$

Una vez que tenemos los parámetros de diseño, ya podemos pasar a diseñar la antena. El último parámetro que falta, la longitud de la guía, no afecta en este caso (se han probado distintos valores en las simulaciones, concluyendo que no afecta ni en la adaptación ni en el ancho de haz), luego cogemos un valor por defecto (80mm) y analizamos con él:

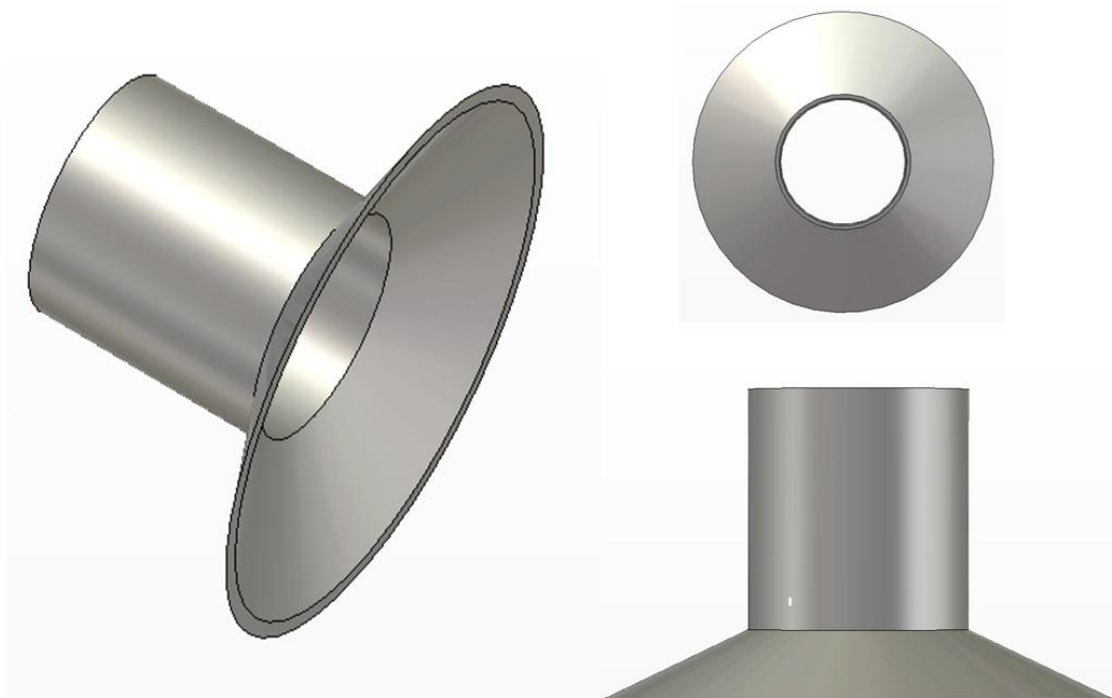


Figura 3. 14. Planos iniciales de la bocina operando a la frecuencia inferior.

Vemos si cumple los requisitos del ancho de banda analizando los parámetros S de los dos primeros modos:

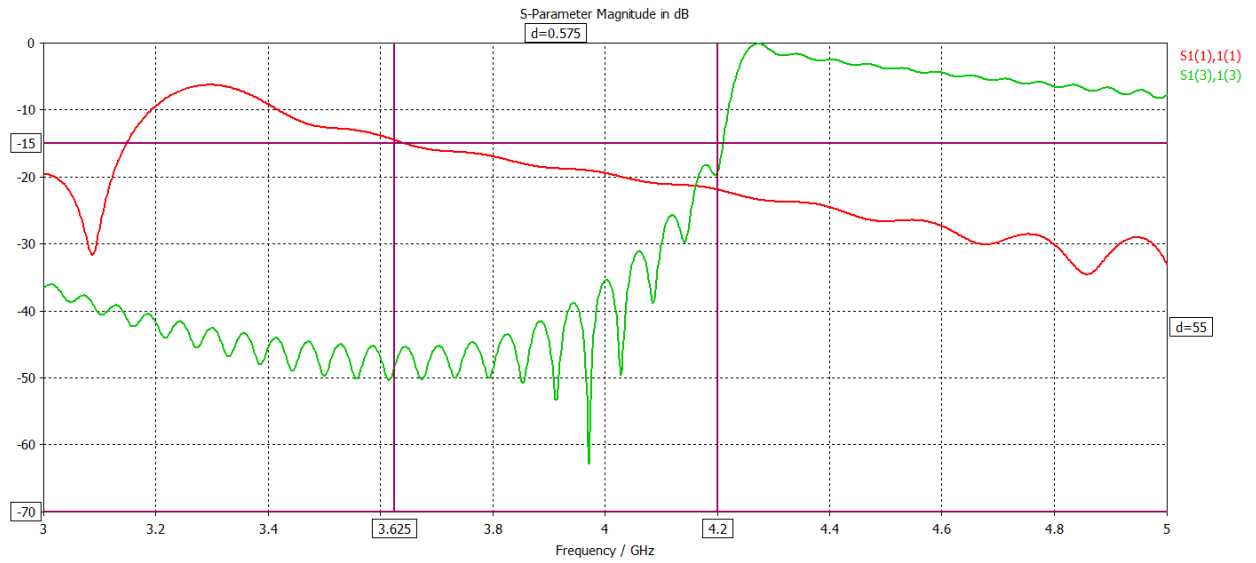


Figura 3. 15. Parámetro $|s_{11}|$ de la bocina del downlink. Se representan el modo fundamental (TE_{11}) y el siguiente (TM_{01}).

Comprobamos que para nuestra banda 3.625GHz-4.2GHz hay una adaptación inferior a -15dB, como era de esperar gracias a los cálculos previos. Ahora pasamos a ver el diagrama de radiación en la frecuencia central de la banda (3.91 GHz).

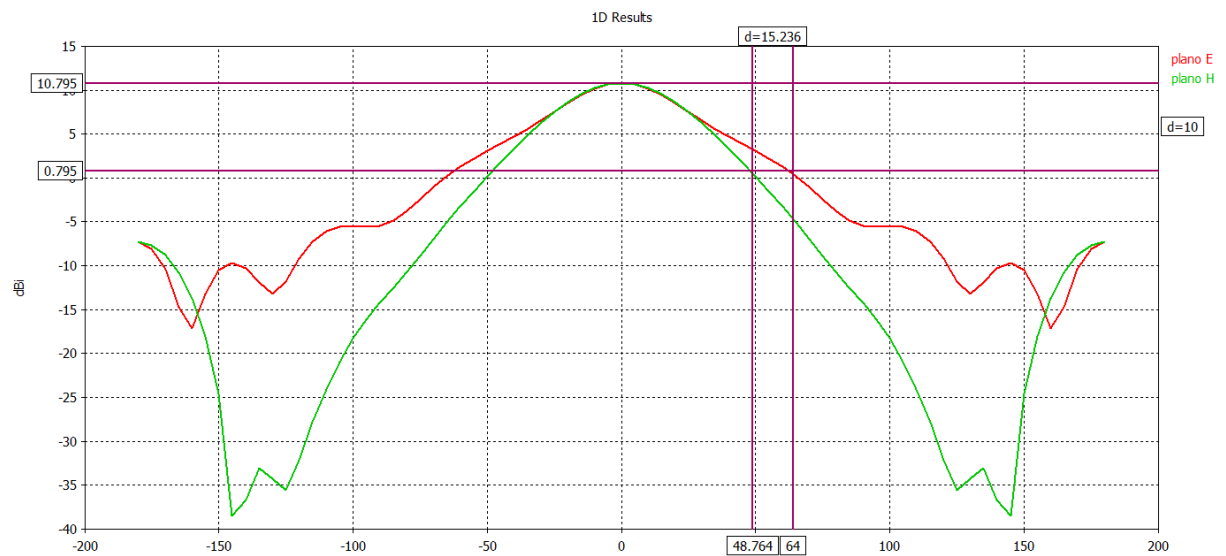


Figura 3. 16. Diagrama de radiación de la frecuencia central (3.91 GHz) de la bocina del downlink.

A 10 dB, tenemos que se cumplen los 128° de ancho de haz que nos piden. A continuación se muestran otras representaciones del campo lejano.

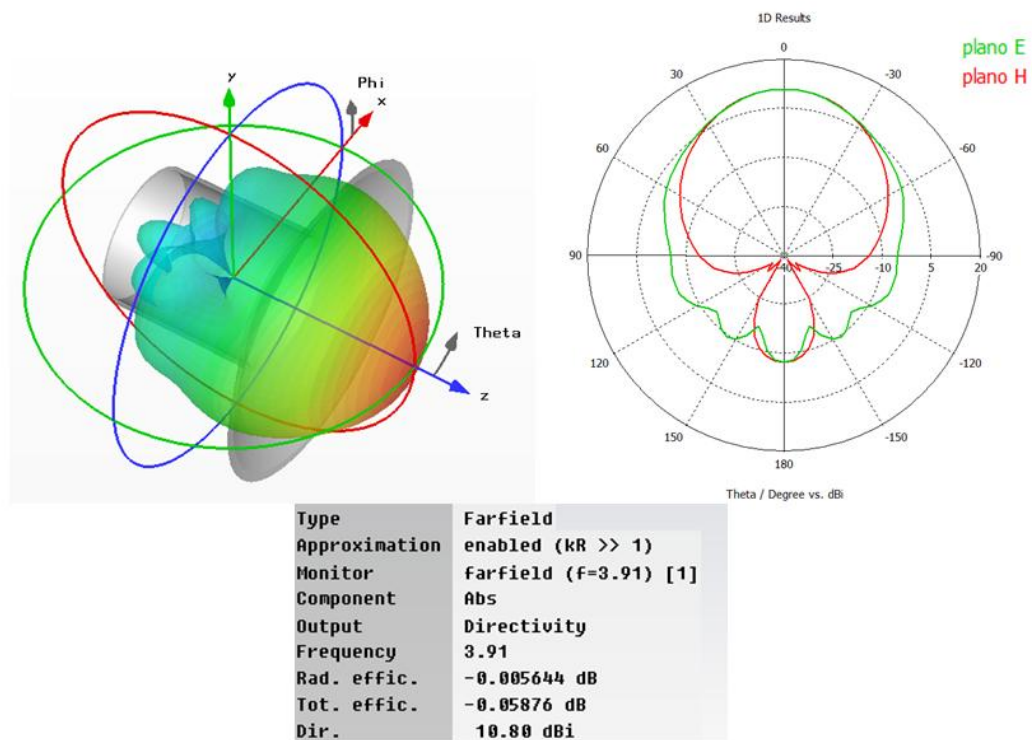


Figura 3. 17. Representaciones del campo lejano de la bocina del downlink.

Se demuestra que cumple con todas las especificaciones, consiguiendo una directividad de 10.8 dBi, una eficiencia de radiación de -0.056 dB, que equivale a un 98.72%, y una eficiencia total de -0.059 dB, que equivalen a un 98.65%.

Uplink:

Como la banda de frecuencias es mayor a la anterior, ésta será la bocina pequeña.

$$(d_m/\lambda) \sin 64 = 1.5$$

$$d_m = 0.08245\text{m} \rightarrow a = 0.041225\text{ m}$$

$$l_c = 0.046207\text{m}$$

les sumamos a ambos el grosor, 1.63 mm

$$a = 44.608\text{ mm}$$

$$l_c = 49.626\text{ mm}$$

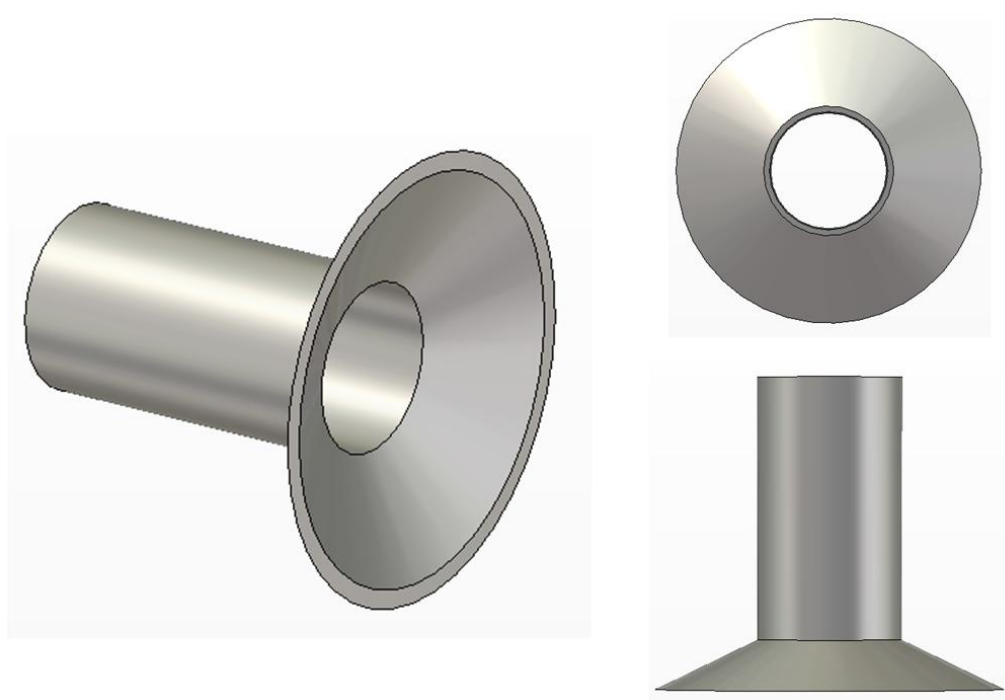


Figura 3. 18. Planos iniciales de la bocina del uplink.

Como en el caso anterior, vemos si cumple los requisitos del ancho de banda analizando los parámetros S de los dos primeros modos:

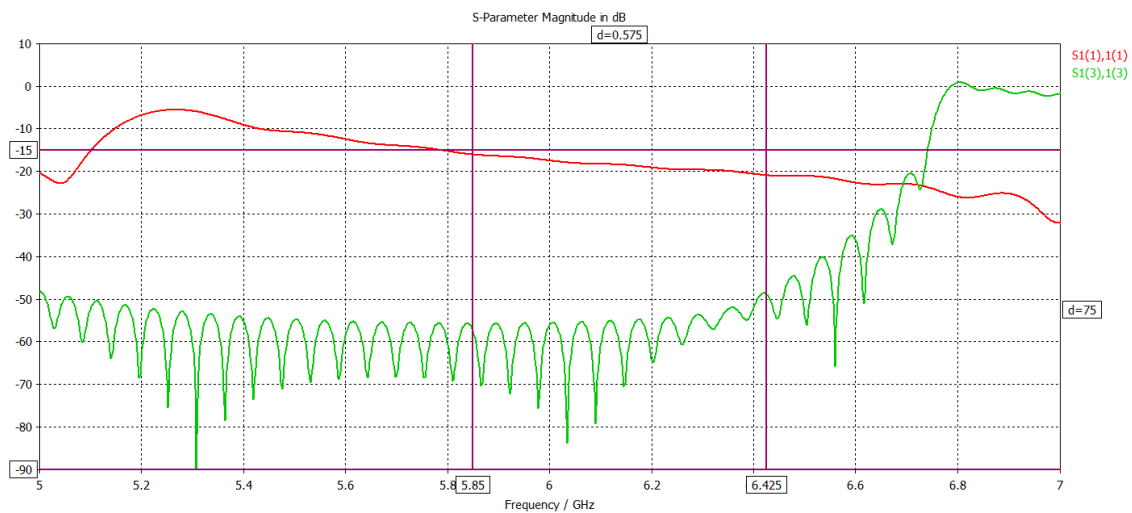


Figura 3. 19. Parámetro $|S_{11}|$ de la bocina que opera en la banda superior. Se representan el modo fundamental (TE_{11}) y el siguiente (TM_{01}).

Comprobamos que para nuestra banda de frecuencias, de 5.85 GHz a 6.425GHz, hay una adaptación inferior a -15dB. Ahora pasamos a ver el diagrama de radiación en la frecuencia central de la banda (6.117 GHz).

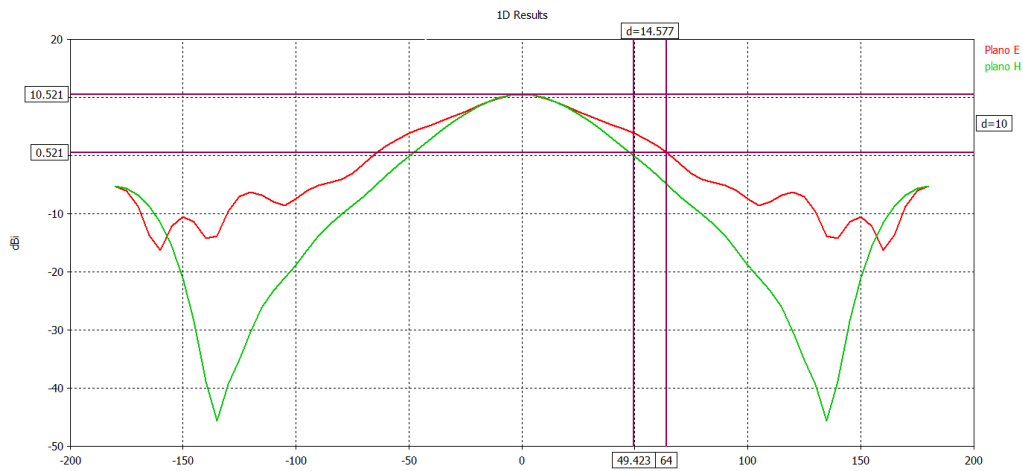


Figura 3. 20. Diagrama de radiación de la frecuencia central de la bocina pequeña (6.117 GHz).

A 10 dB, tenemos que se cumplen los 128° de ancho de haz que nos piden. A continuación se muestran otras representaciones del campo lejano.

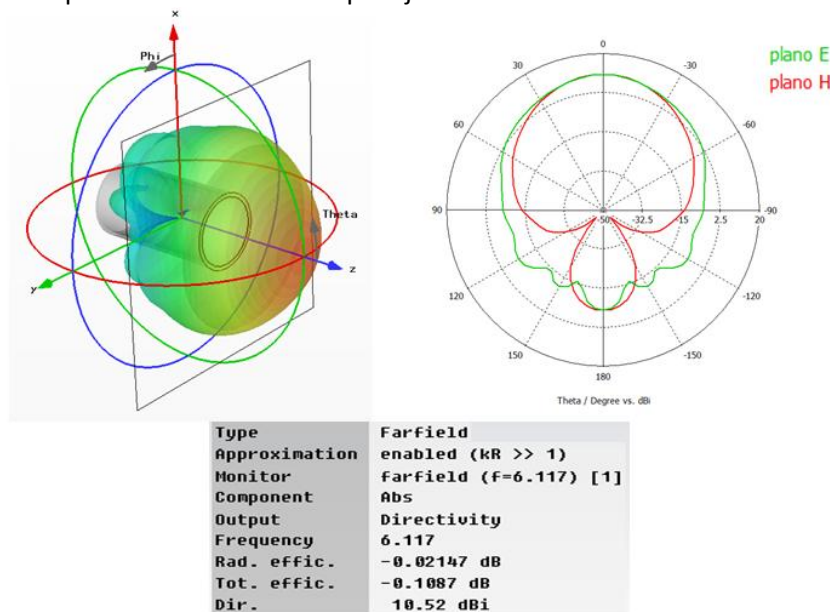


Figura 3. 21. Representaciones del campo lejano de la bocina del uplink.

Conseguimos una directividad de 10.52 dBi, una eficiencia de radiación de -0.021 dB, lo que equivale a un 99.5%, y una eficiencia total de -0.109 dB, que equivale a un 97.52%.

Con esto ya tenemos las dos bocinas diseñadas de manera aislada.

Cabe destacar la variación del ancho de haz con la modificación de las dimensiones. Así, si vamos acortando la hipotenusa de la bocina (l_c), sin modificar el valor de a (radio de la bocina) y, por tanto, sin modificar su área efectiva, se produce un aumento de la directividad, que conduce a una disminución del ancho de haz, como podemos comprobar mediante una simulación paramétrica.

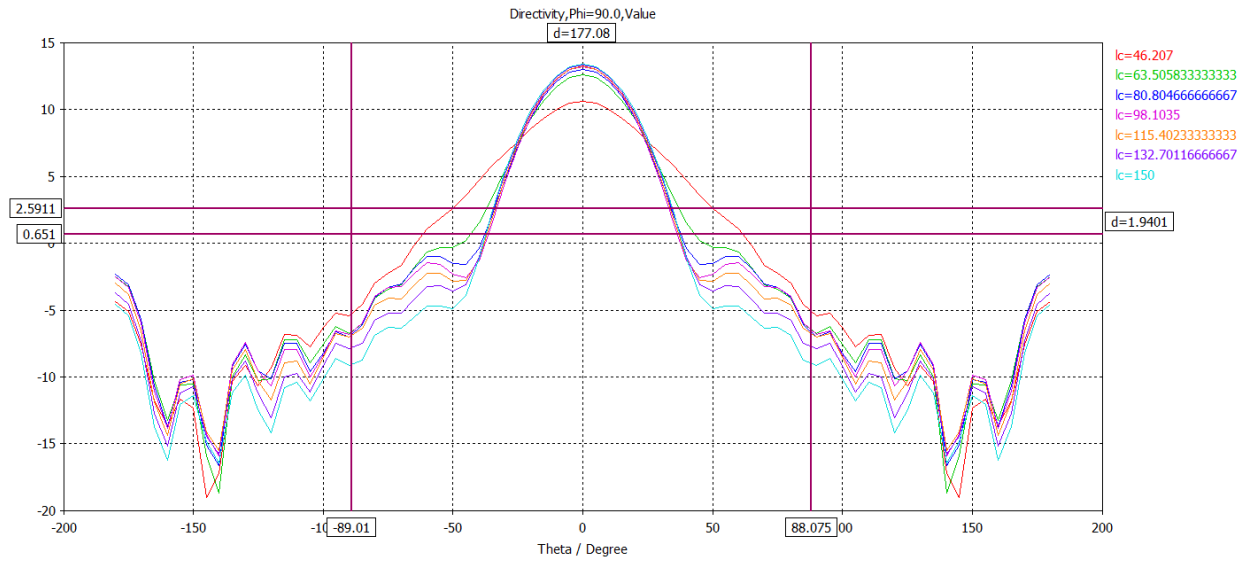


Figura 3. 22. Simulaciones con el ancho de haz según la variación de l_c .

Por otro lado, si pasamos a aumentar el parámetro α aumenta también la directividad, hasta que llegamos a un valor de la mitad de l_c , a partir del cual comienza a bajar debido al predominio del cuadrado del error de fase de la apertura (de modo que hay un máximo, el cuál coincide con $s = 3/8$, el parámetro que hemos escogido en nuestro diseño, luego nuestra directividad será máxima).

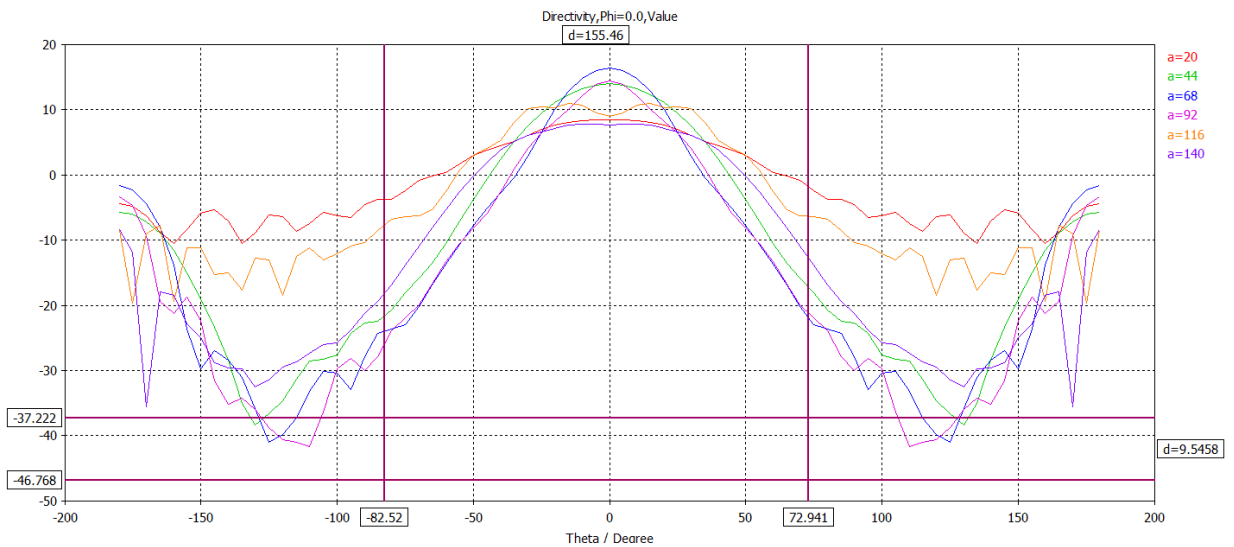


Figura 3. 23. Simulaciones con el ancho de haz según la variación del radio de la bocina.

Una vez diseñadas sendas antenas, para que cumplan todas las especificaciones, falta estudiar la polarización circular y añadir el reflector.

3.4. Diseño bocinas aisladas con polarización circular

Para conseguir la polarización circular vamos a alimentar la antena con dos coaxiales, situados a 90º uno del otro y desfasados también 90º para conseguir la polarización deseada.

El primer paso es fijar los diámetros interno y externo de los coaxiales, para los que cogemos los valores típicos:

$$a = 0,625 \text{ mm}$$

$$b = 2,05 \text{ mm}$$

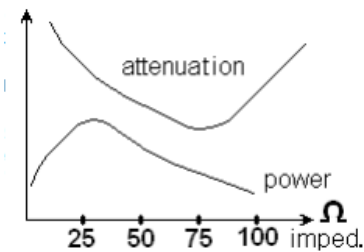


Figura 3. 24. Relación de la atenuación y la potencia según la impedancia de un cable coaxial [16].

Además, la superficie intermedia se rellena con teflón, un dieléctrico común en los coaxiales, de permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2,3$.

Con esto conseguimos que la impedancia sea $Z_0 = 50 \Omega$. Este valor de impedancia asegura un camino intermedio entre atenuación y máxima potencia.

Si calculamos la impedancia característica del coaxial [16]:

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{b}\right)$$

donde a es el radio interno, b el externo y η la impedancia intrínseca.

Obtenemos un valor de $Z_0 = 49 \Omega$. Para completar el diseño de la bocina la terminamos en un cortocircuito y añadimos los coaxiales a $\lambda/4$ de este, para que se encuentren en un máximo del campo eléctrico dentro de la guía (modo TE_{11}).

Comprobamos en la simulación que se transmite correctamente el modo TEM por el coaxial y que la impedancia sea próxima a 50Ω :

Campo E del coaxial:

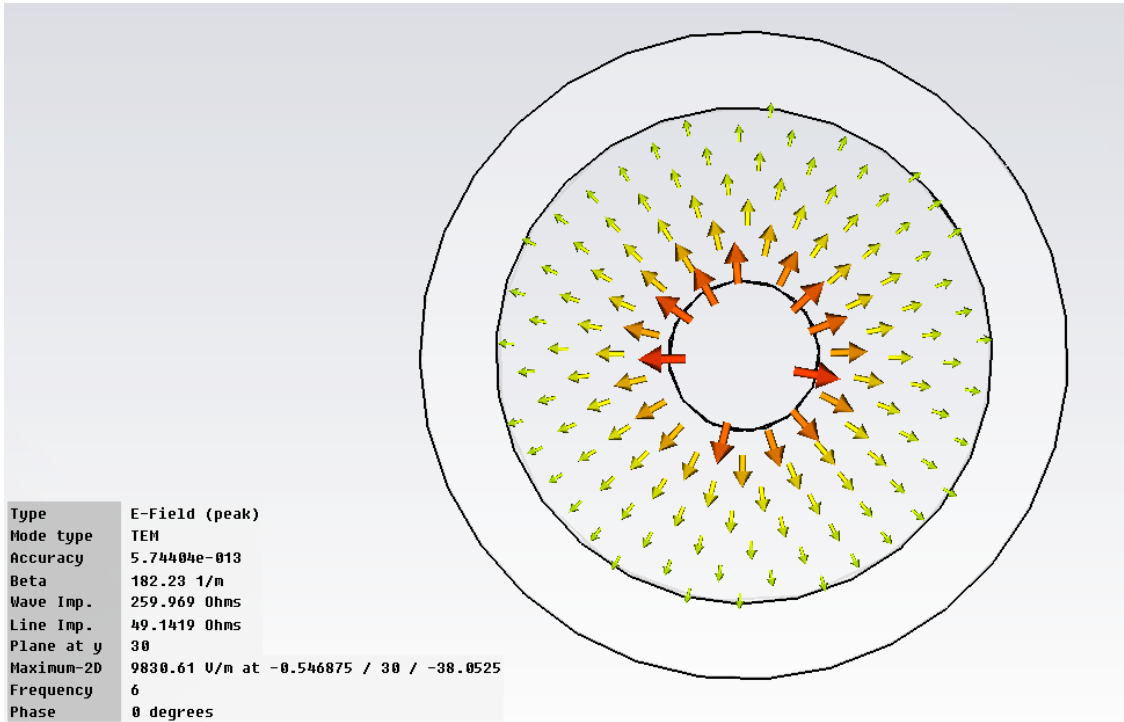


Figura 3. 25. Campo E de la sonda.

Campo H del coaxial:

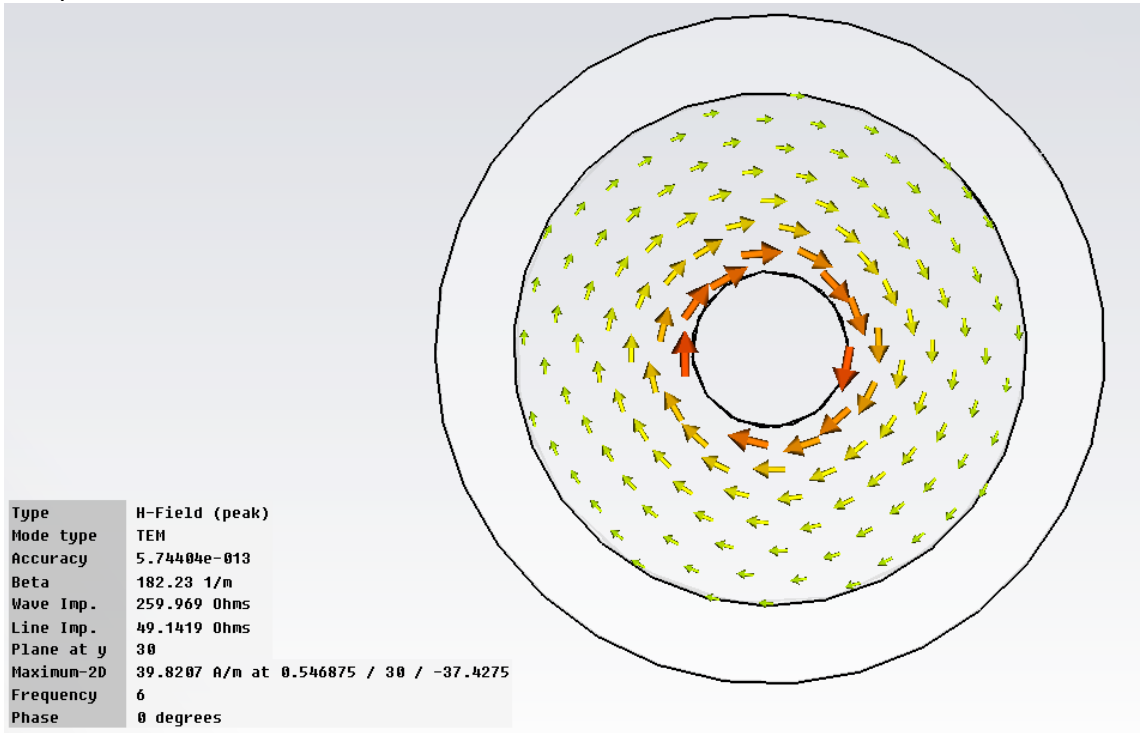


Figura 3. 26. Campo H de la sonda.

Demostramos primero que con este diseño conseguimos propagar el TE_{11} a través de la bocina, para lo que la alargamos con el fin de que se aprecie mejor:

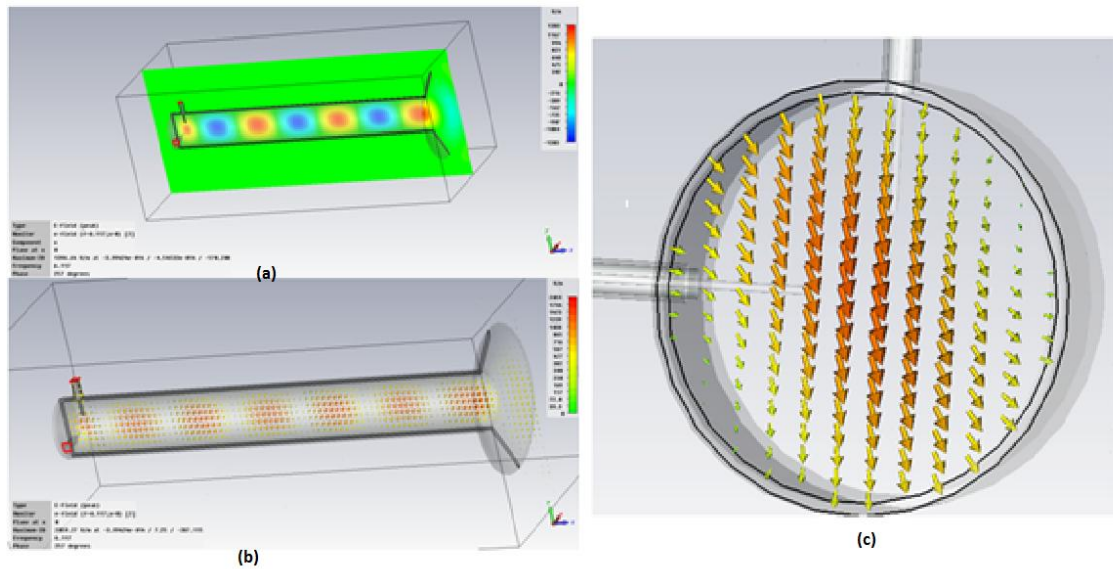


Figura 3. 27. E_x de la bocina (a) y (b) y E_z (c).

A continuación realizamos sendas bocinas, si bien habrá que modificarlas ligeramente respecto al diseño inicial para que se sigan cumpliendo las especificaciones.

Uplink:

Para lograr transmitir la señal a la bocina a través de los coaxiales es necesario que el tubo interno atravesase la bocina (sin producir cortocircuito), de una forma similar a la que se muestra en la figura:

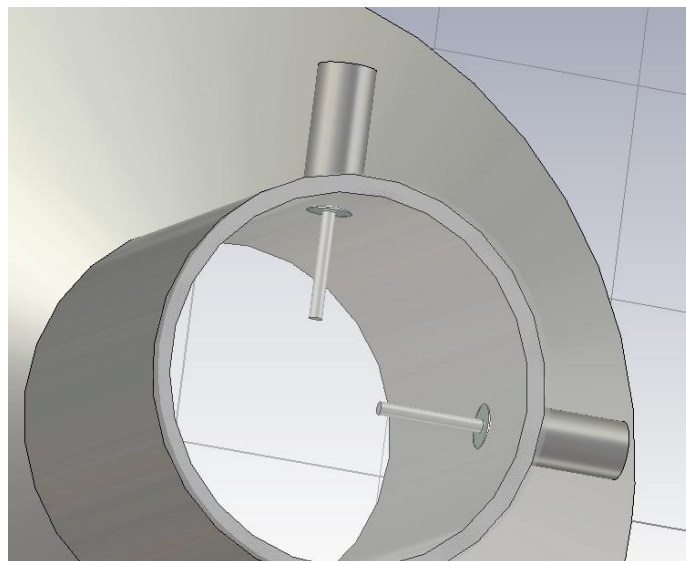


Figura 3. 28. Muestra de cómo están introducidas las sondas en la bocina.

Para hallar la profundidad correcta del tubo interior del coaxial simulamos con distintos valores para ese parámetro, quedándonos con el óptimo para nuestras especificaciones (afecta solo a la adaptación, no al diagrama de radiación):

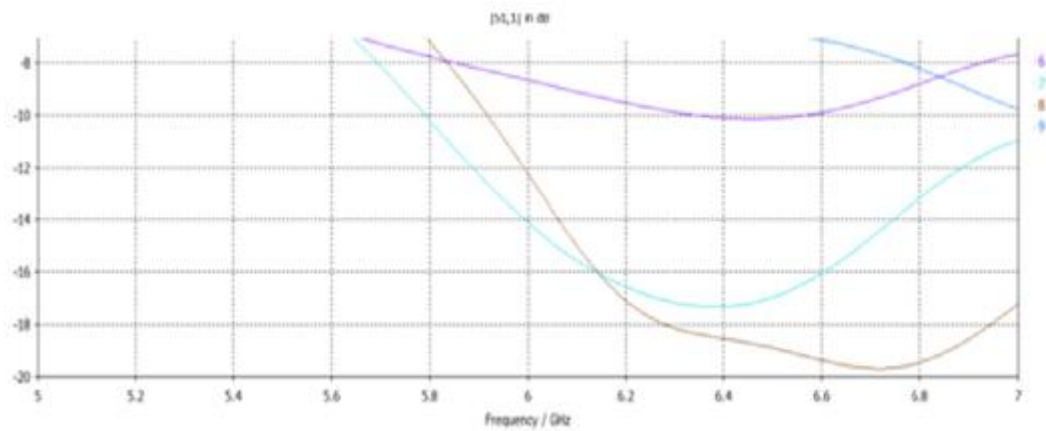


Figura 3. 29. Parámetro $|S_{11}|$ en dB donde las curvas representan la separación de las sondas respecto al centro de la bocina en mm.

Como se exige una adaptación inferior a 15 dB, en el caso de la bocina pequeña los coaxiales estarán a una distancia de entre 7 y 8 mm del centro, simulando de nuevo entre 7 y 8 elegimos 7.25 ya que se acerca todavía más al rango de frecuencias que deseamos (5.85 GHz - 6.425 GHz).

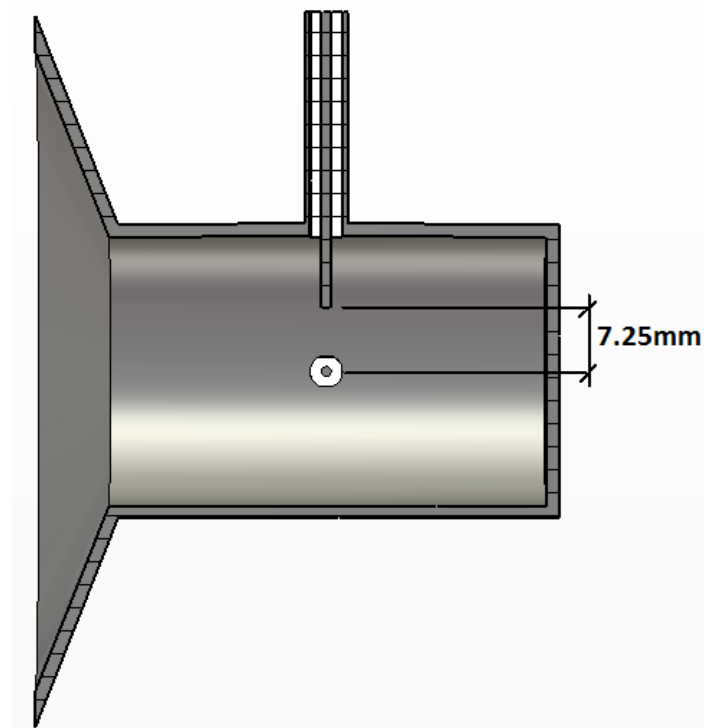


Figura 3. 30. Modelo de la colocación de las sondas de la bocina del uplink.

El modelo inicial no cumple con las especificaciones, luego se modifican ligeramente las dimensiones, teniendo en cuenta factores como:

- Si reducimos el radio de la bocina mejora la adaptación, pero disminuye el ancho de haz.

- La modificación de l_c se traduce en cambios similares a modificar el radio de la bocina.

- A mayor longitud mejor adaptación y peor ancho de banda.

- La modificación de la posición de los coaxiales (por defecto a $\lambda/4$, λ siendo la longitud de onda correspondiente a la f_c de la banda) modifica ambos el BW y el ancho de haz.

Modificando levemente algunos parámetros para que se acerquen más a los requisitos, conseguimos finalmente que los cumplan. Si diseñamos la bocina completa obtenemos:

Dimensiones bocina pequeña:

- Radios de los coaxiales de las sondas: 2.05mm y 0.625 mm.

Planos:

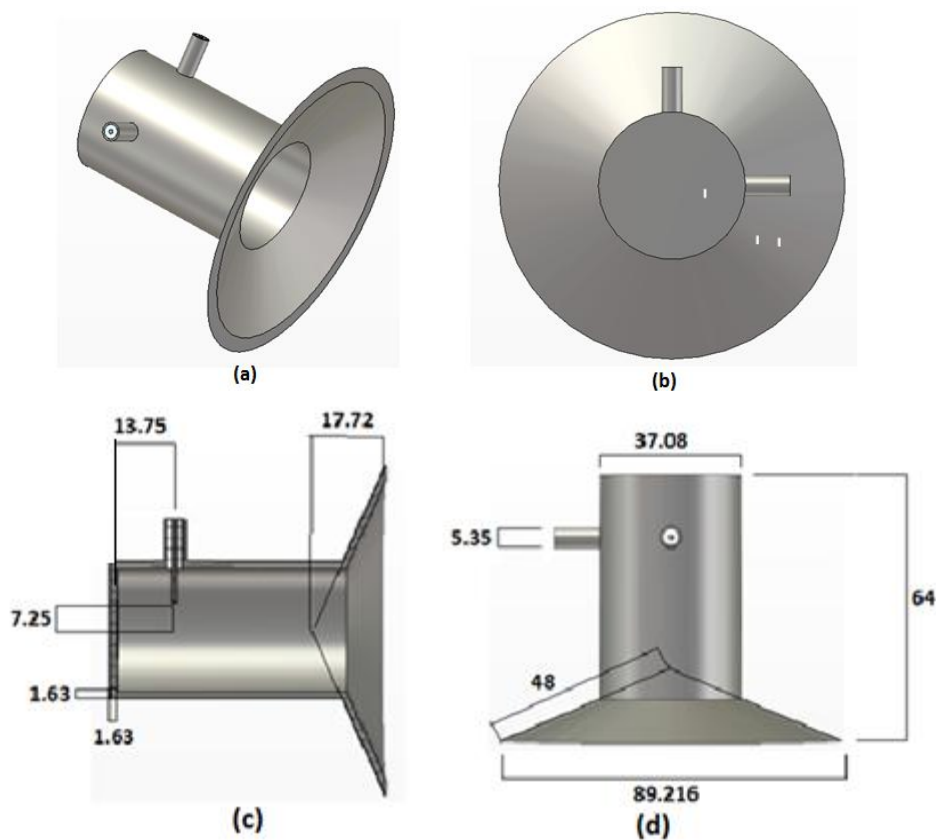


Figura 3. 31. Planos de la bocina operando en la banda superior en mm. Perspectiva (a), posterior (b), corte perfil (c) y planta (d).

Obtenemos los siguientes resultados en las simulaciones:

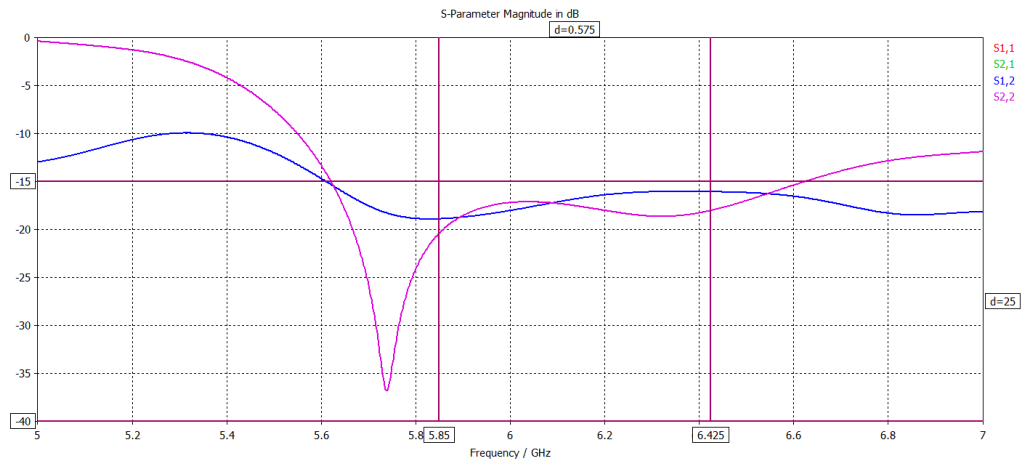
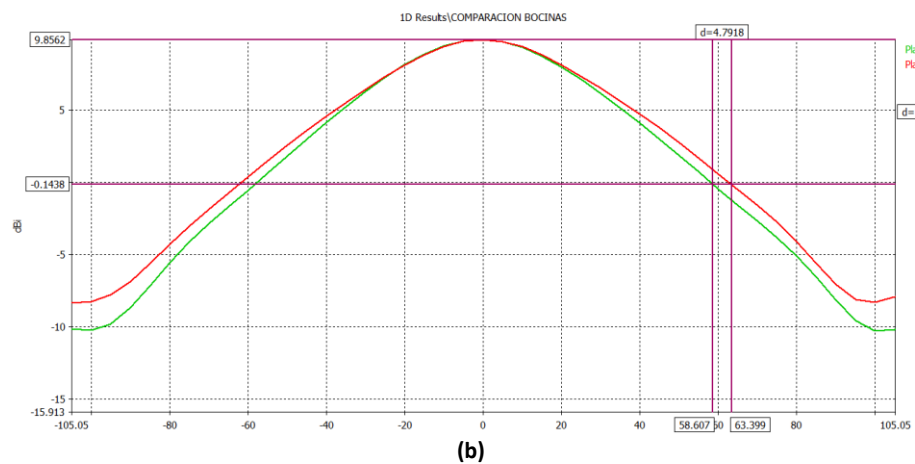
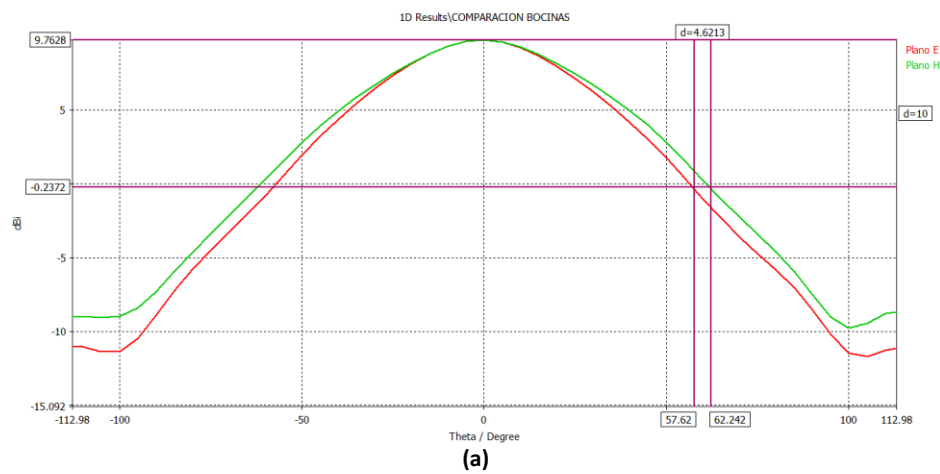


Figura 3. 32. Parámetros S de la bocina del uplink con polarización circular.

Conseguimos la adaptación de menos de -15dB para nuestra banda. Comprobamos que cumple los requisitos de ancho de haz, para lo que miramos el diagrama de radiación de la f_c y de los extremos de la banda.



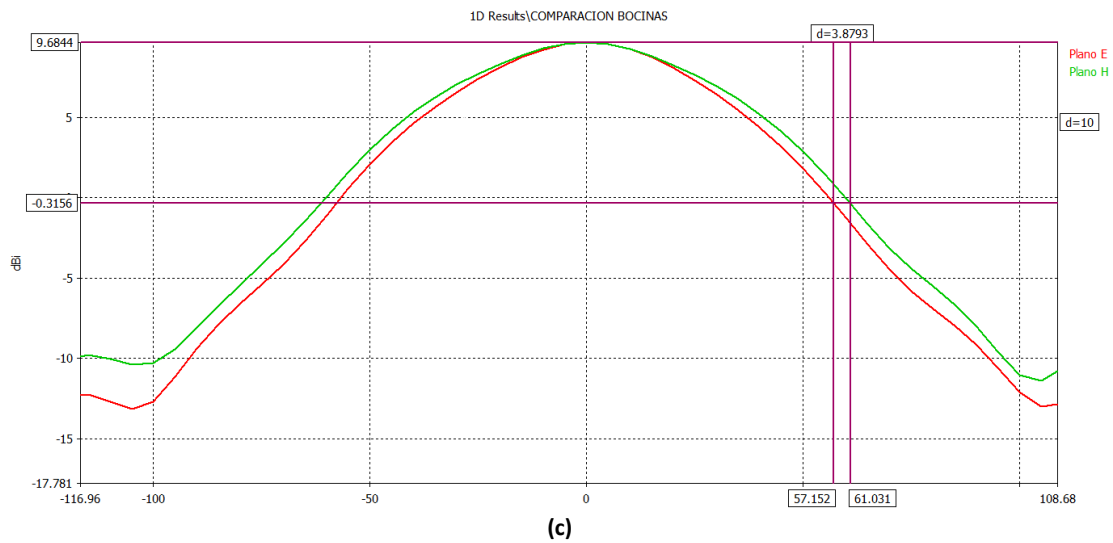


Figura 3. 33. Anchos de haz de la bocina del uplink con polarización circular en la frecuencia central, 6.117 GHz (a), y los extremos de la banda, 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).

Conseguimos los 128° de ancho de haz a 10 dB. la representación en 3D nos deja una idea más clara de la forma del diagrama de radiación:

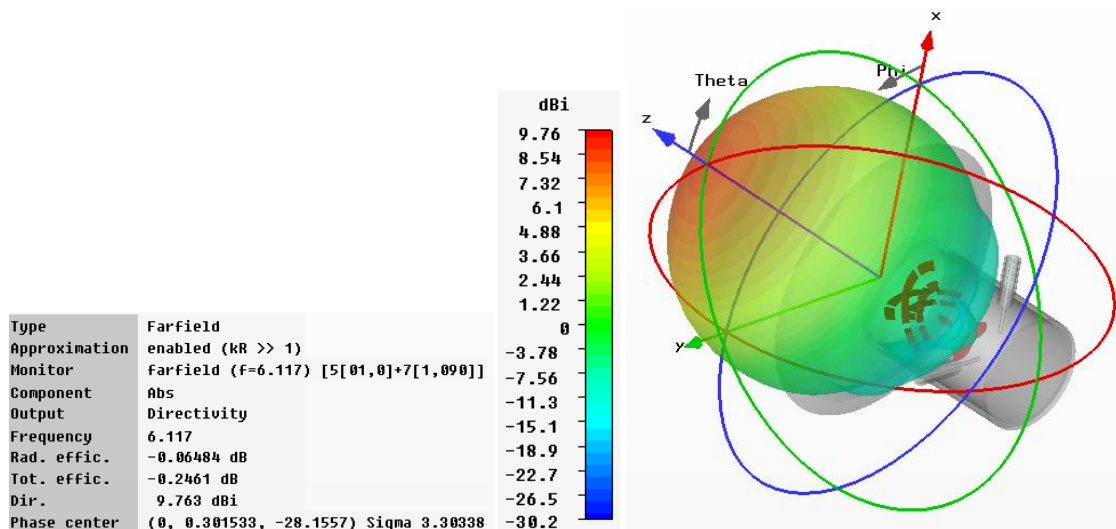


Figura 3. 34. Ancho de haz de la bocina del uplink con polarización circular en la $f_c = 6.117$ GHz .

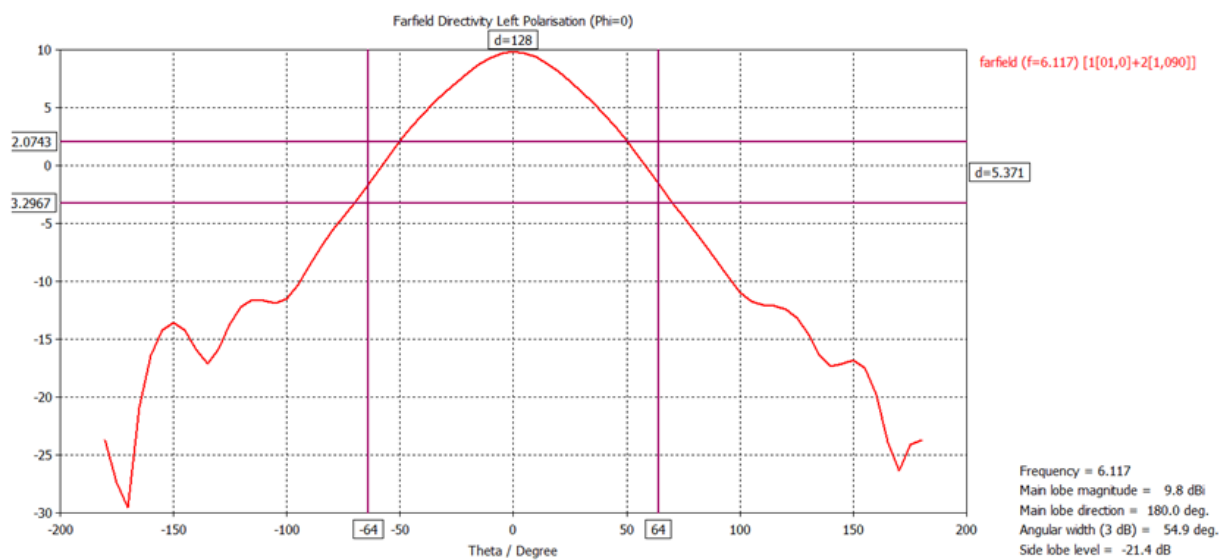
Conseguimos una directividad de 9.76 dBi, con una eficiencia de radiación de -0.648 dB, equivalente a un 98.52%, y una eficiencia total de -0.025 dB, que equivale a un 94.50%, valores ligeramente inferiores a los obtenidos con la polarización lineal.

El siguiente paso es comprobar que haya polarización circular, para lo que medimos tanto la diferencia entre la polarización a izquierdas y a derechas como el axial ratio.

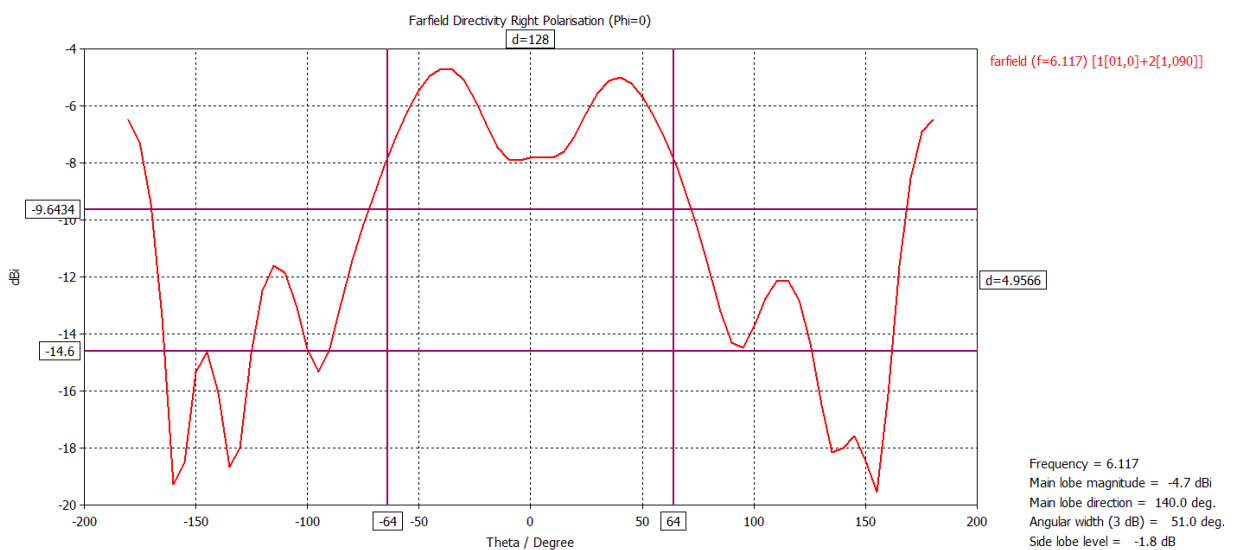
El axial ratio mide la relación entre las componentes ortogonales del campo eléctrico. Como queremos conseguir una polarización circular, esta relación tendría que ser de uno a uno, 0 dB.

En cuanto a la relación entre izquierdas y derechas, como queremos conseguir una de ellas, la otra teóricamente tendría que ser 0 si conseguimos una polarización perfecta, luego nos está midiendo directamente la relación copolar-contrapolar.

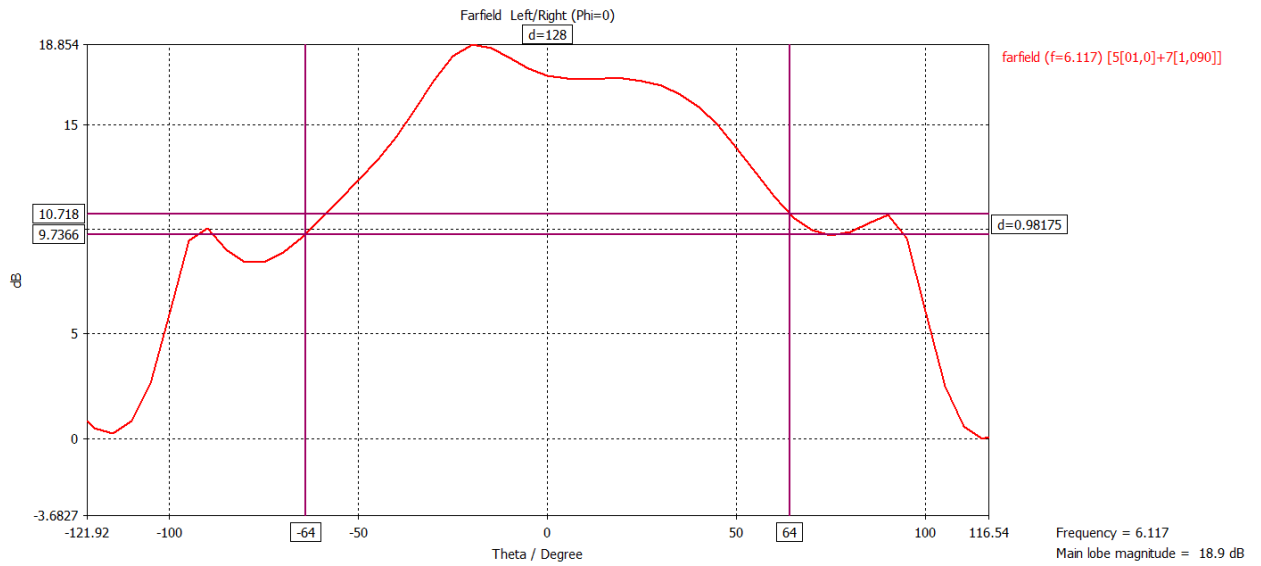
Como en nuestro caso el segundo puerto se encuentra con un desfase de $+90^\circ$, la polarización será a izquierdas, luego esperamos encontrar prácticamente el mismo diagrama de radiación en esa dirección y un valor mucho menor a derechas. Además, el axial ratio en la zona de propagación (próxima a $\theta = 0^\circ$) tendrá que ser próximo a 0 dB.



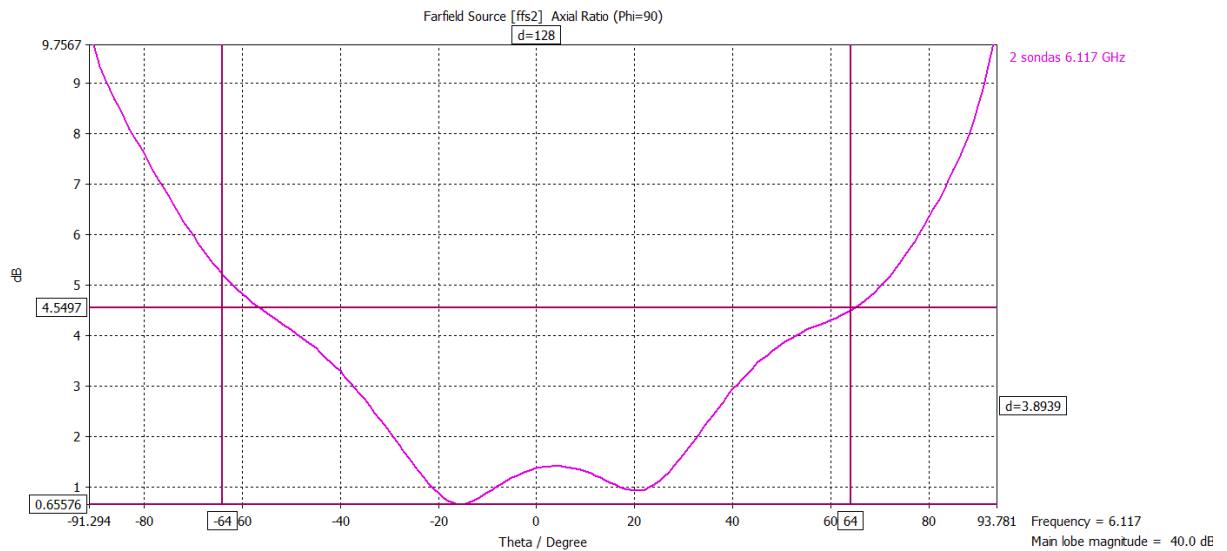
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3. 35. Valores de la polarización a izquierdas (a), a derechas (b), relación left/right(c) y axial ratio (d) en la f_c del uplink, 6.117 GHz .

En la polarización a derechas el lóbulo principal son -4.7 dBi, mientras que en la de izquierdas es prácticamente igual al original, luego vemos que se está propagando en esa dirección. En cuanto a la relación CP/XP, solo supera los 10 dB en los 128º de ancho de haz, en ningún caso situándose por encima de los 20 dB. Además, observamos que el axial ratio se aproxima a 0 dB en la zona de propagación, si bien no llega a ese valor y se queda en 2dB, luego se trata de una polarización elíptica y no será completamente circular.

Downlink:

Como en el caso anterior, el primer paso será encontrar el tubo interior que muestre la mejor adaptación, siendo en este caso un valor comprendido entre 11 y 12 mm

Necesitamos al menos 0.575 GHz por debajo del BW para cumplir los requisitos, luego la mejor medida es 11.27 mm. Cogemos esa medida y modificamos el resto de parámetros ligeramente, con las mismas reglas que en el apartado anterior, hasta que conseguimos cumplir con las especificaciones.

Dimensiones bocina grande:

-Radios de los coaxiales: 2.05mm y 0.625 mm.

Planos:

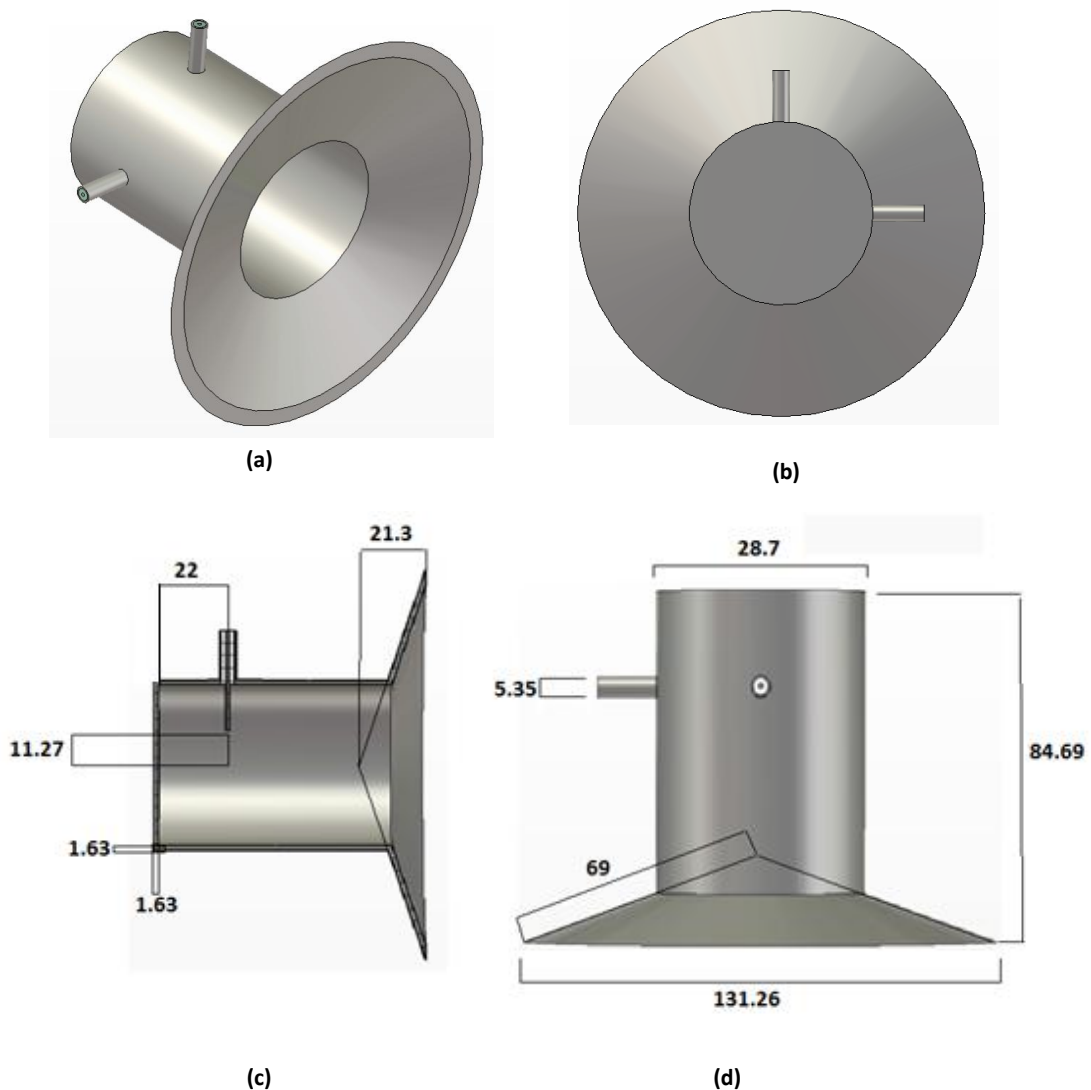


Figura 3. 36. Planos de la bocina operando en la banda inferior en mm. Perspectiva (a), posterior (b), corte perfil (c) y planta (d).

Gráficas:

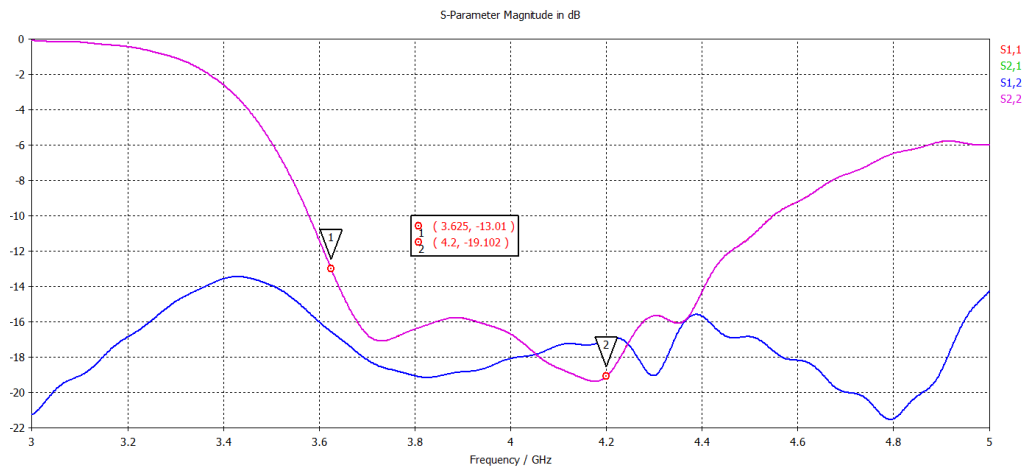
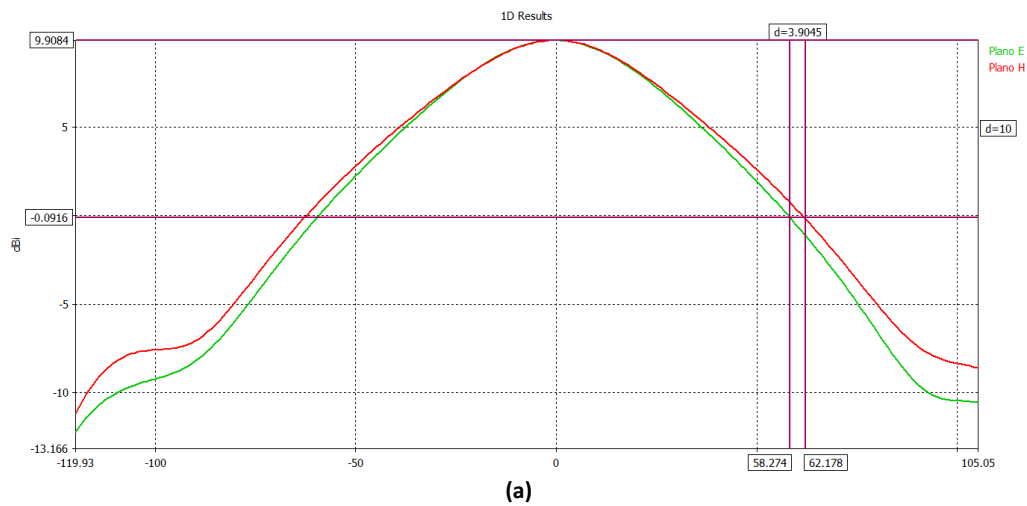
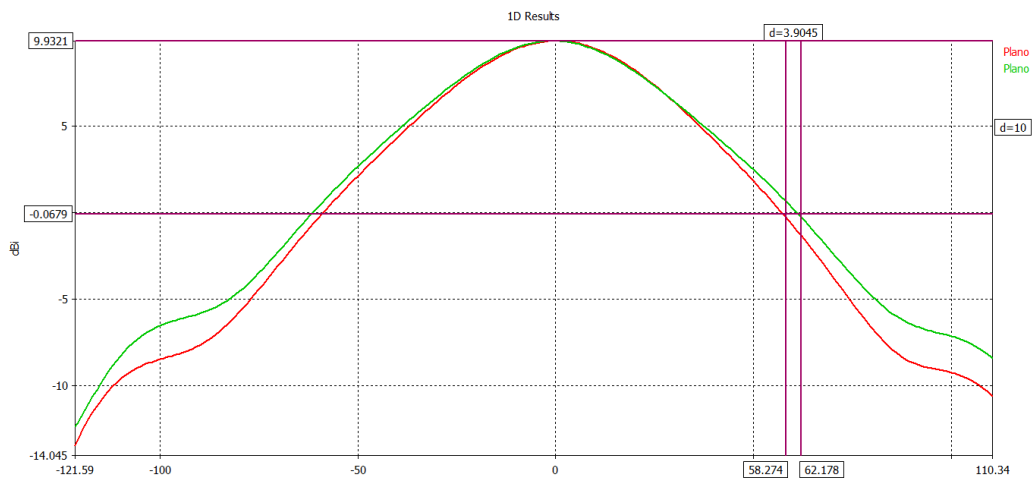


Figura 3. 37. Parámetros S de la bocina grande con polarización circular.

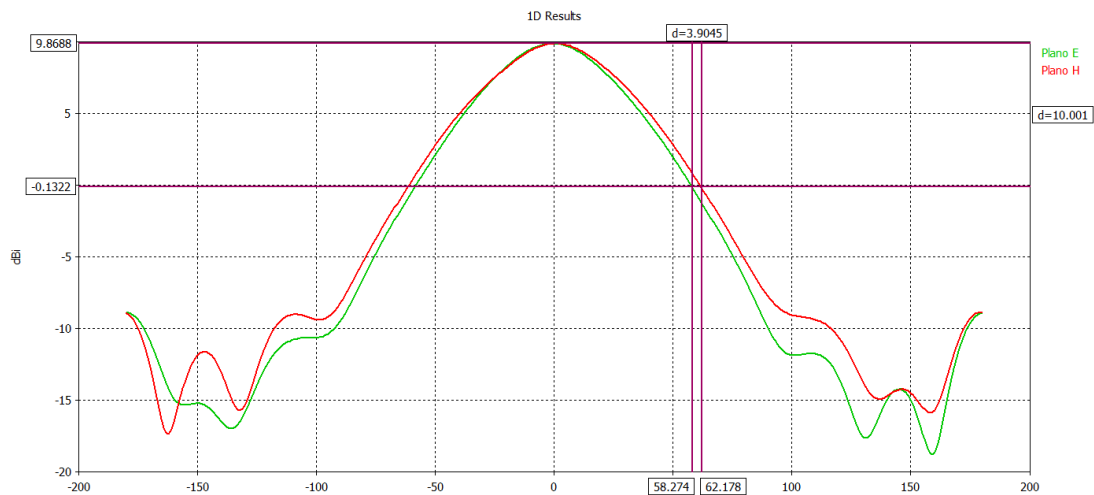
No llegamos a conseguir toda la adaptación que queremos pero conseguimos una bastante próxima (aumentarla sería perjudicar al ancho de haz).



(a)



(b)



(c)

Figura 3. 38. Anchos de haz de la bocina del downlink con polarización circular en la frecuencia central, 3.91 GHz (a), y los extremos de la banda, 3.625 GHz (b) y 4.2 GHz (c).

Conseguimos los 128º de ancho de haz a 10 dB. El resto de representaciones nos proporcionan un diagrama de radiación más visual:

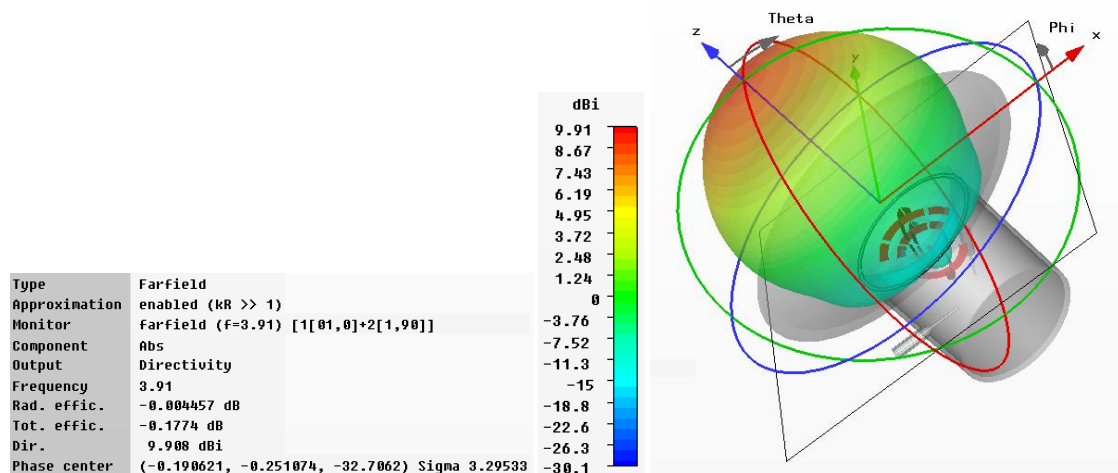
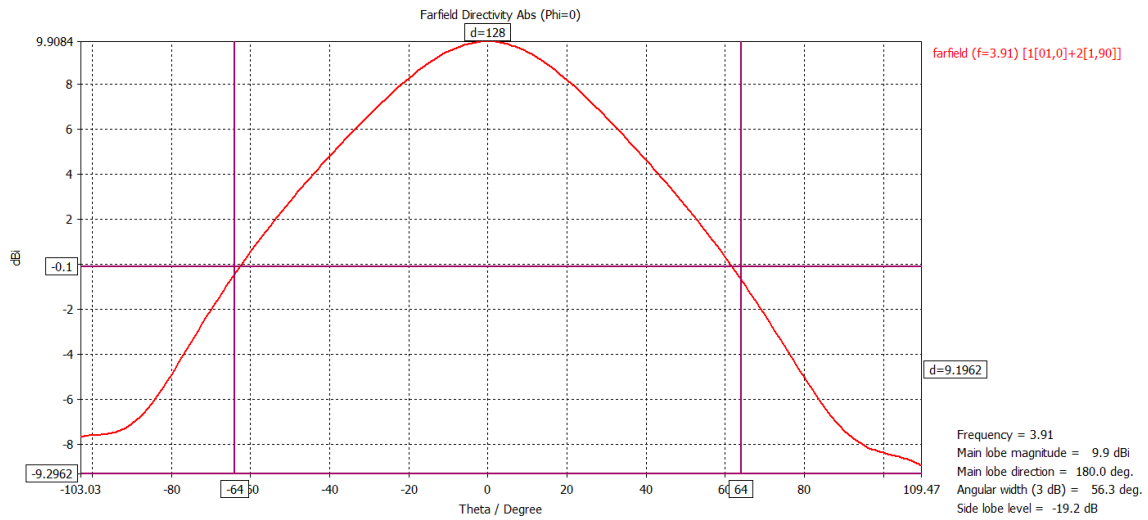


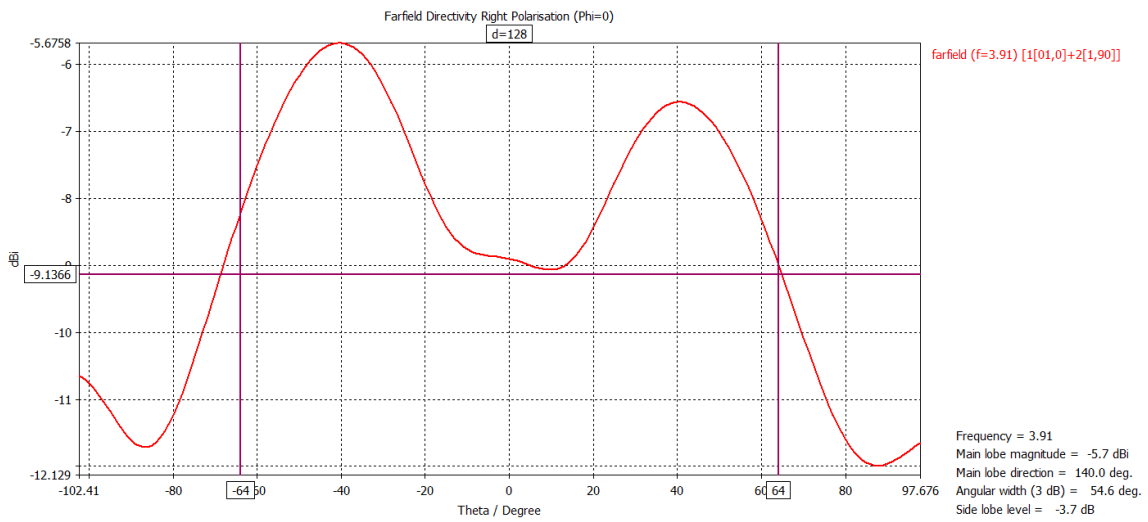
Figura 3. 39. Ancho de haz de la bocina del downlink con polarización circular en la f_c , 3.91 GHz .

Conseguimos unos valores ligeramente inferiores a los obtenidos con la polarización lineal: una directividad de 9.91 dBi, con una eficiencia de radiación de -0.045 dB, equivalente a un 98.96%, y una eficiencia total de -0.177 dB, que equivale a un 96.01%,

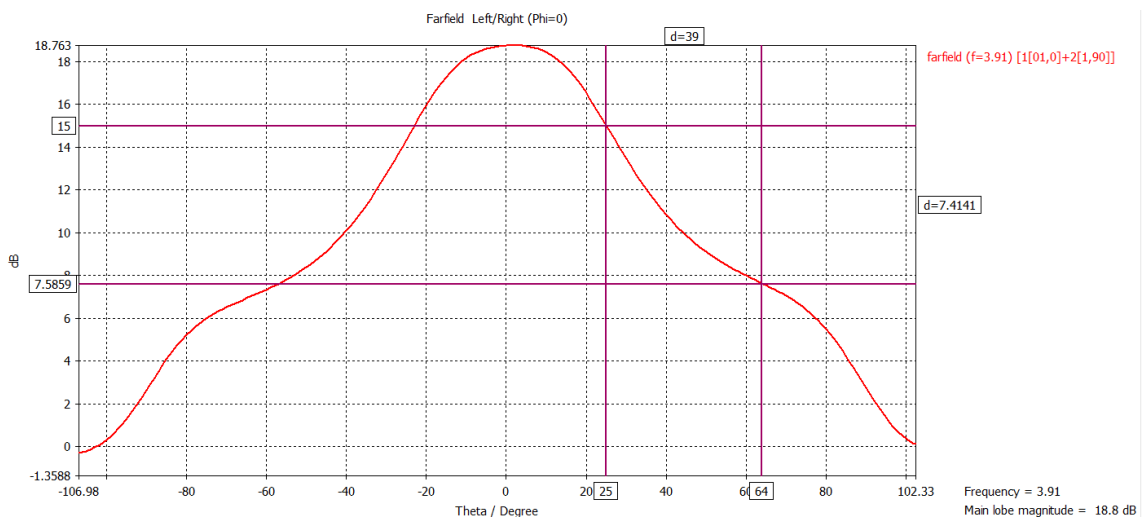
De nuevo, comprobamos si conseguimos la polarización circular, analizando los mismos gráficos que en el apartado anterior.



(a)



(b)



(c)

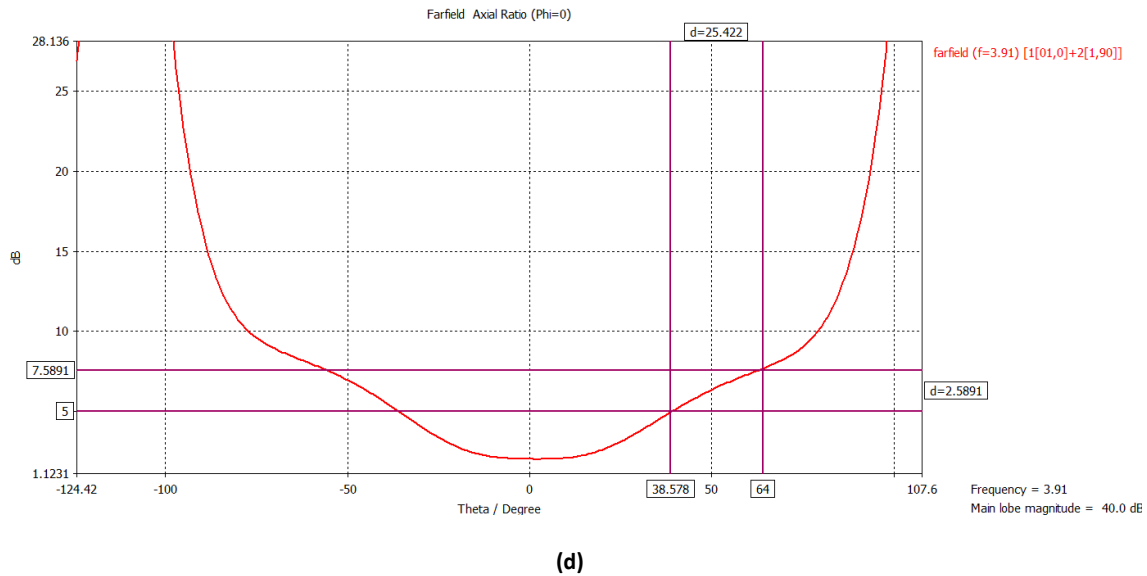


Figura 3. 40. Valores de la polarización a izquierdas (a), a derechas (b), relación CP/XP(c) y axial ratio (d) en la f_c del downlink, 3.91 GHz .

En la polarización a derechas el lóbulo principal son -5.7 dBi, mientras que en la de izquierdas es prácticamente igual al original, luego vemos que se trata de una polarización circular a izquierdas. En cuanto a la relación CP/XP, solo supera los 15 dB para valores de $|\theta| \leq 25^\circ$, con solo 7.6 dB a los 64° . Además, observamos que el axial ratio es superior a los 5 dB a partir de $\theta = 39^\circ$.

3.5. Diseño bocinas aisladas con reflector

Requisitos:

Reflector parabólico $f/d = 0.31$

Diámetro reflector = 2.5 m

Distancia focal: $f = 0.31 \cdot 2.5 = 0.775$ m

Con estos valores podemos calcular el ángulo θ_0 , que es el semiángulo formado entre el foco del reflector y los extremos del paraboloide:

$f = \left(\frac{d}{4}\right) \cot \frac{\theta_0}{2}$, donde f es el foco y d el diámetro del reflector.

$$\theta_0 = 77.77^\circ$$

$$2\theta_0 = 145.44^\circ$$

Este ángulo está relacionado con el ancho de haz que pedíamos a la bocina. El ancho de haz de 128° se pide para alimentar lo máximo posible del reflector (mayor eficiencia de apertura) pero evitando que las ondas salgan por fuera de la superficie del reflector y se produzca el efecto spillover mencionado anteriormente.

Con estos datos ya tenemos las medidas del reflector (radio y distancia focal) fijas, de modo que nuestro único parámetro de diseño es la posición de la bocina respecto al reflector. Este valor encontrará su máximo de directividad en el foco, luego haremos coincidir ambos puntos.

El punto de la bocina que hay que situar en el foco es el centro de fase, el cual se puede calcular fácilmente con CST. Este punto marca la mejor posición para situar la bocina dentro de una antena parabólica, ya que conseguimos la máxima directividad, como se ve en el capítulo 2.

El centro de fase podemos conseguirlo mediante CST, que en el caso de la bocina pequeña da como resultado:

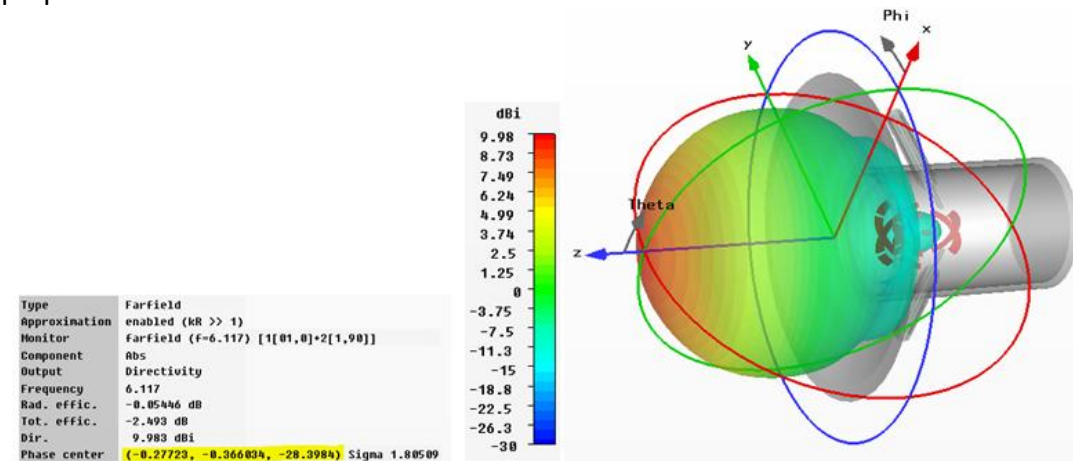


Figura 3. 41.Centro de fase de la bocina pequeña.

En la figura [3.41] podemos ver el centro de fase, situado cerca del lóbulo trasero, que está situado a -28.3984 mm respecto el origen de coordenadas, también mostrado en la figura.

En el caso del downlink, el centro de fase lo muestra la figura [3.42], donde vemos que ahora está a -32.7062 mm del origen de coordenadas.

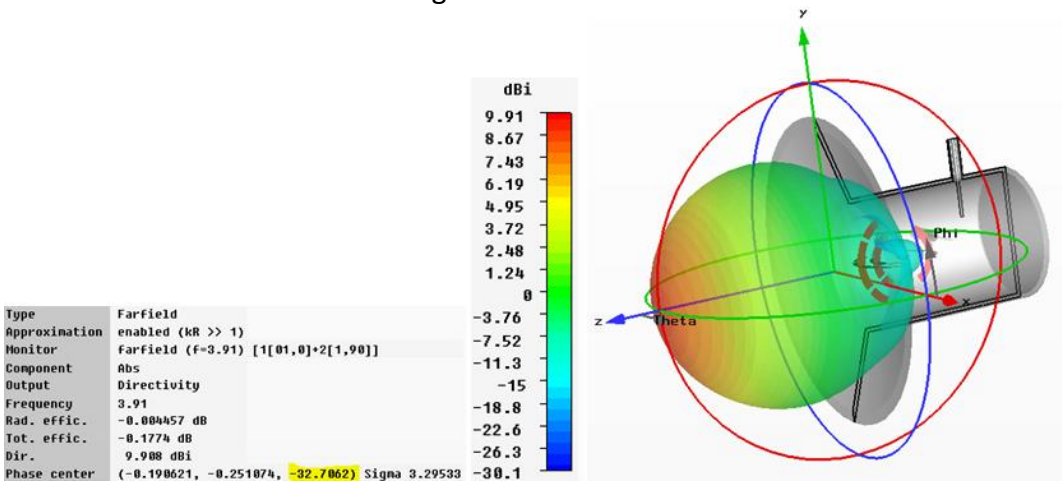


Figura 3. 42. Centro de fase de la bocina grande.

Para simularlo, debido al gran tamaño del reflector respecto a la bocina, abrimos un nuevo proyecto donde importamos el campo radiado por la bocina y simulamos con él. Lo hacemos con los diagramas de radiación de los extremos de la banda de frecuencias y con la frecuencia central, extrapolando al resto de la banda, de modo que si cumple las especificaciones en esos puntos en el resto será un comportamiento similar.

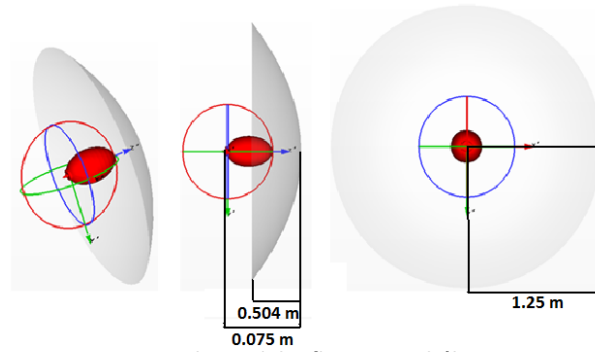


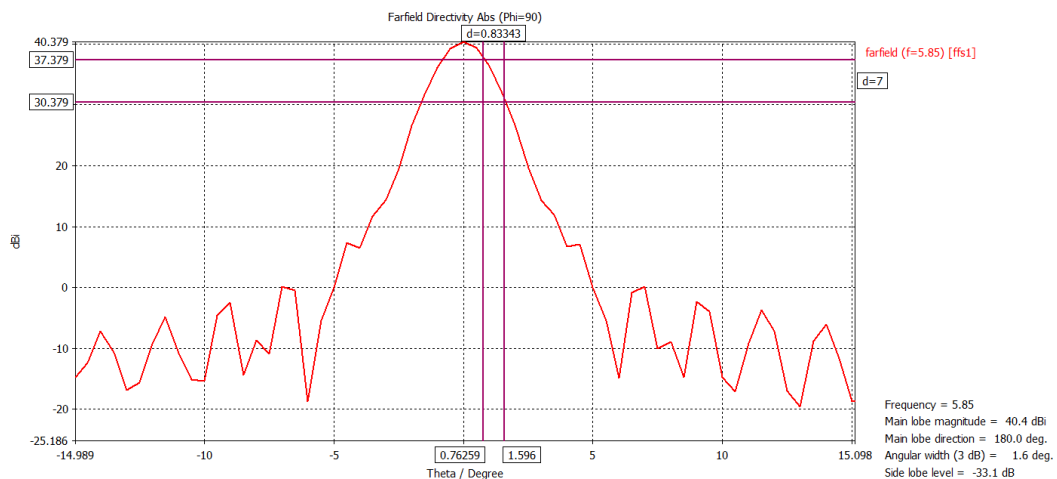
Figura 3. 43. Planos del reflector parabólico.

El objetivo de la bocina era "iluminar" la mayor parte del reflector, de modo que no sobresalga radiación pero que tampoco se quede corta, maximizando la eficiencia. Es por eso que se exigía un ancho de haz tan grande (128°). El del reflector será concentrarlo todo en un solo punto, consiguiendo un diagrama de radiación muy directivo.

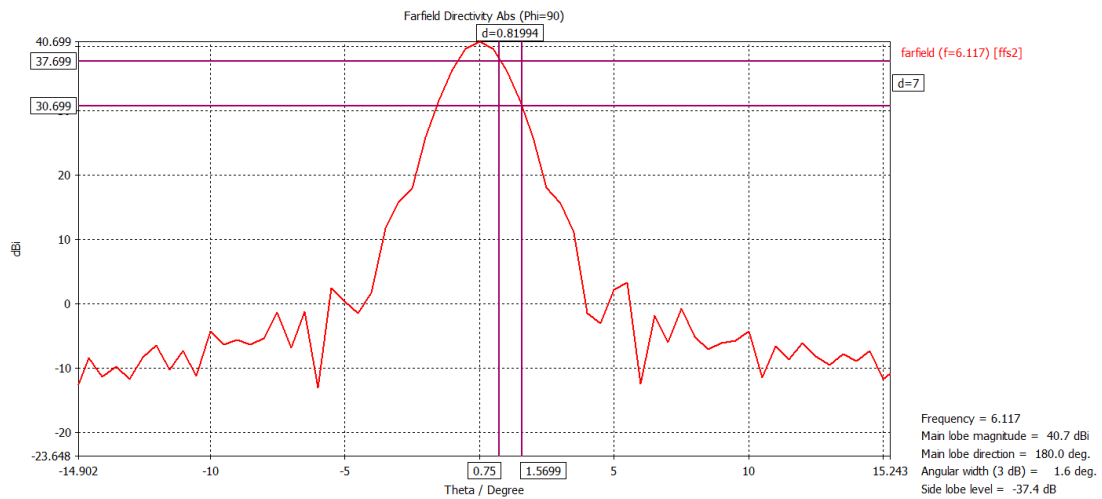
Uplink:

El primer paso a tener en cuenta es que el diagrama de radiación importado se encuentra respecto al origen de coordenadas. Como queremos situar en el foco el centro de fase, habrá que acercar el diagrama de radiación al reflector los 28.3984 mm que hemos calculado.

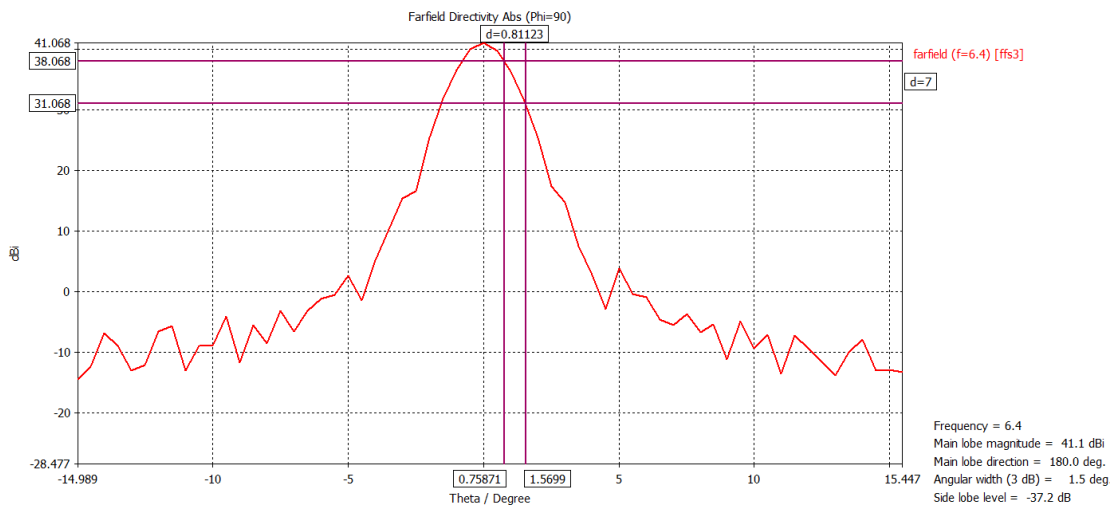
En las tres frecuencias, 5.85 GHz, 6.117 GHz y 6.425 GHz, obtenemos un haz muy directivo, como se muestra en la figura:



(a)



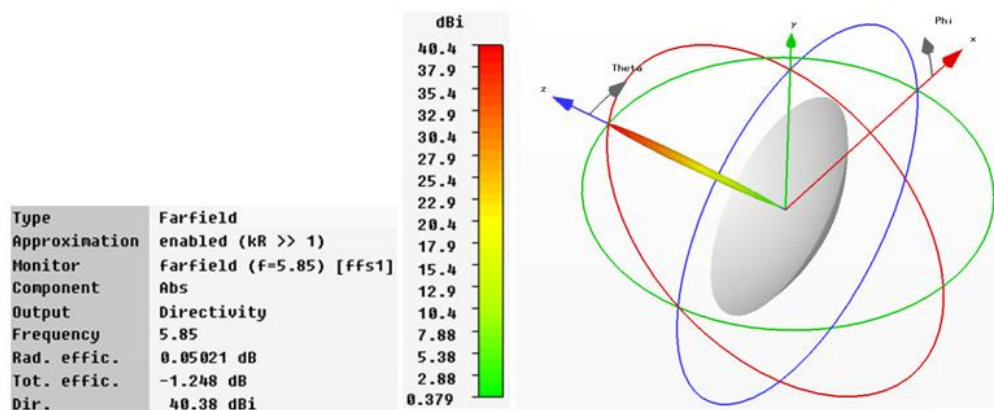
(b)



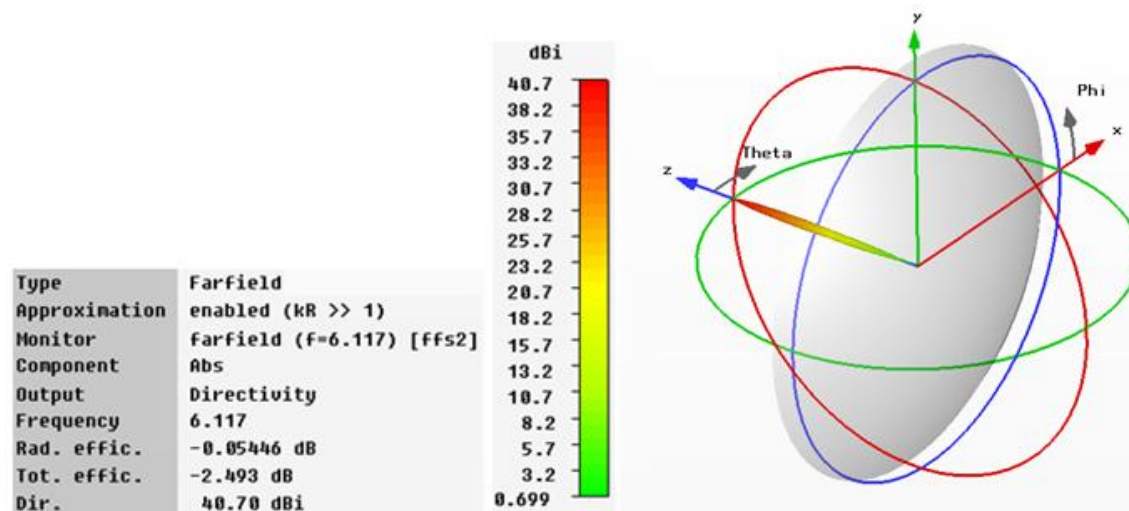
(c)

Figura 3. 44. Ancho de haz del reflector para la bocina del uplink en f_c , 6.117 GHz(b) y los extremos de la banda, 5.85 GHz (a) y 6.425 GHz(c).

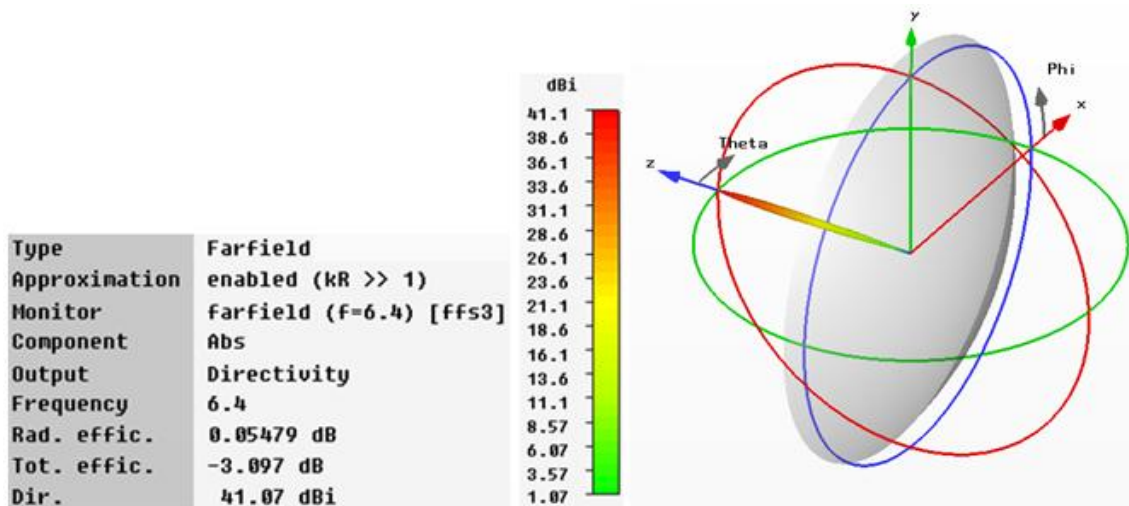
Con el diagrama en 3D podemos calcular la directividad .



(a)



(b)



(c)

Figura 3. 45. Directividad de la bocina del uplink con el reflector en $f=5.85$ GHz (a), 6.117 GHz (b) y 6.425 GHz (c).

Si analizamos los resultados obtenidos, vemos que el ancho de haz a 3dB sale 1.5° , siendo un haz muy estrecho y consiguiendo que esa directividad sea superior a 40 dB, lo que supone unas prestaciones excelentes. Además, la eficiencia de radiación en el peor de los tres casos es de -0.054 dB (98.76%) y la eficiencia total oscila entre -3.097 dB (49.01%) y -1.248 dB (75.02%).

Además, si vemos el axial ratio, podemos comprobar si mantiene el conseguido por las bocinas, para lo que nos centramos en la zona en la que se concentra el haz, tomando el ancho de haz a 3dB, 1.5° (figura [3.44]). Observamos que el axial ratio se encuentra en torno a 2 dB.

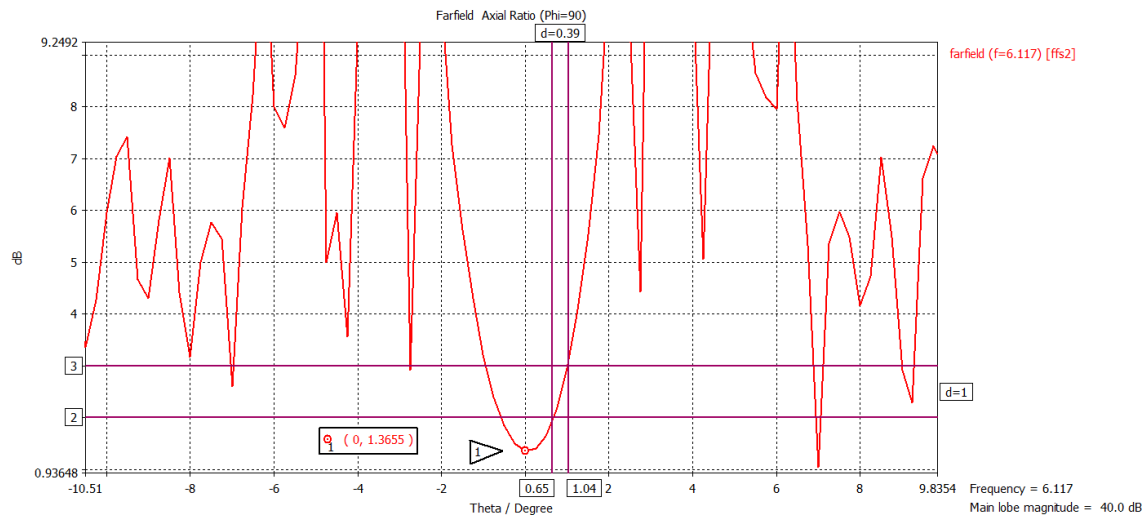


Figura 3. 46. Axial ratio del reflector de la bocina del uplink.

La última comprobación restante es la relación CP/XP, que coincide con la relación Derecha-Izquierda que nos permite obtener el CST, resultando:

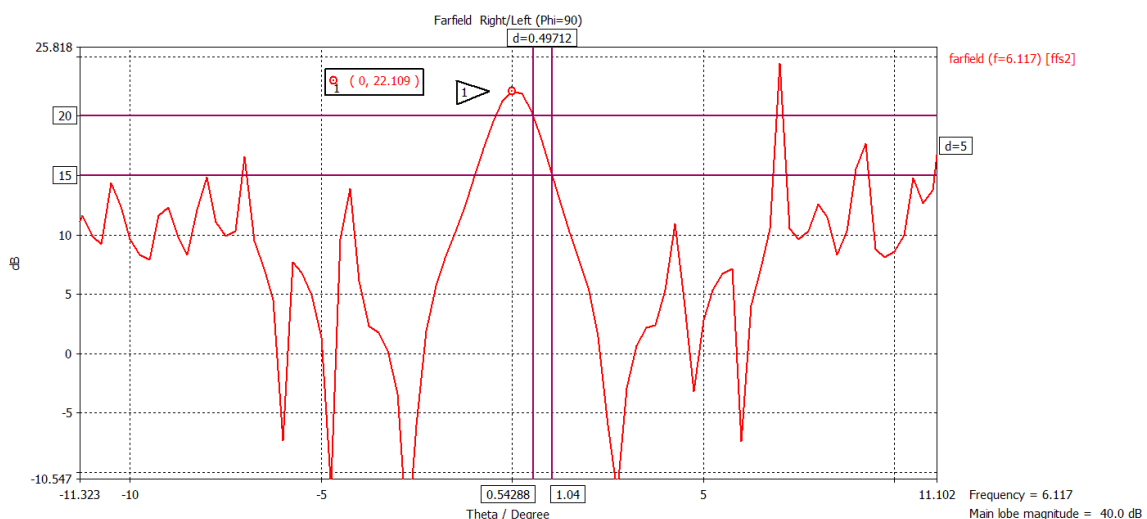


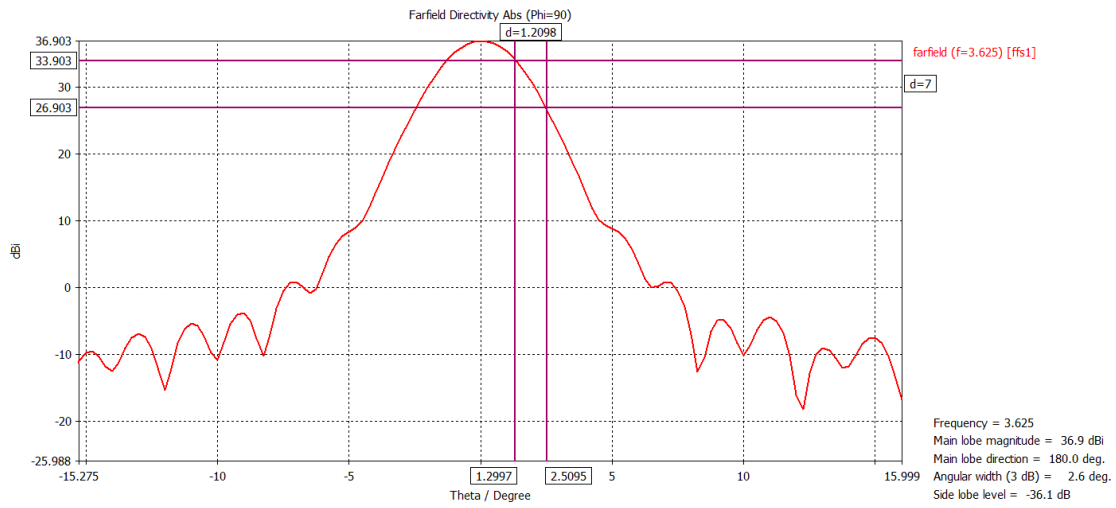
Figura 3. 47. Relación CP/XP del reflector de la bocina del uplink.

Las simulaciones muestran que no se consigue la polarización circular, con un axial ratio que solo es inferior a 2 dB para $|\theta| \leq 0.65^\circ$, y una relación CP/XP en la que conseguimos estar por encima de los 20 dB solo en $|\theta| \leq 1^\circ$. Más adelante veremos la forma de mejorarlos.

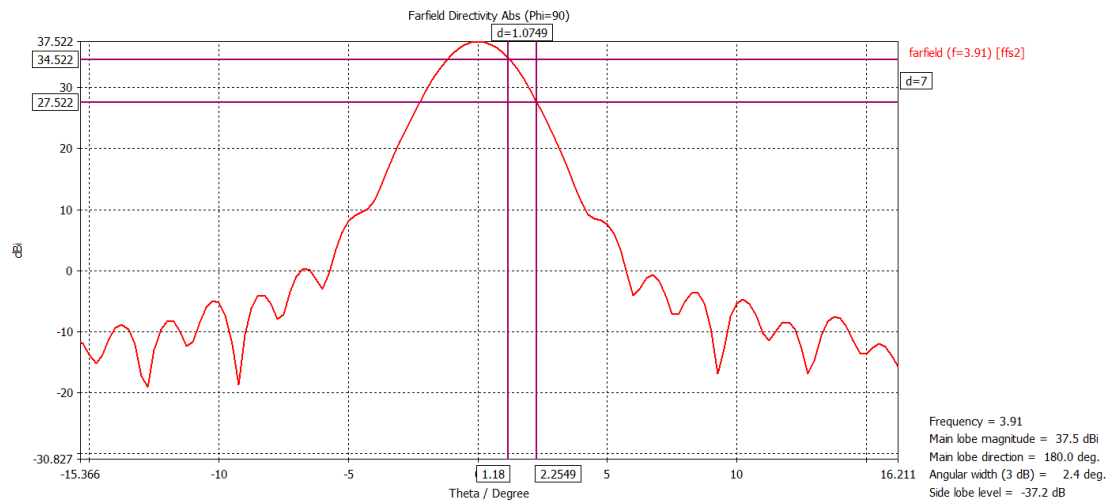
Downlink:

Como en el caso del uplink, acercamos el diagrama de radiación al reflector para hacer coincidir el centro de fase y el foco, en este caso 32.7062 mm.

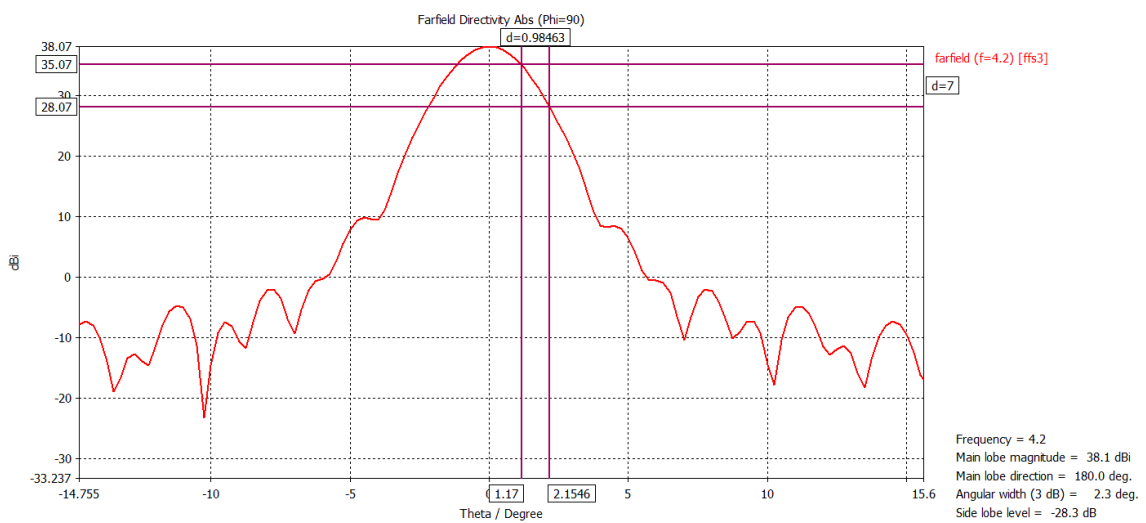
En las tres frecuencias, 3.625 GHz, 3.91 GHz y 4.2 GHz, obtenemos un haz muy directivo, como se muestra en la figura:



(a)



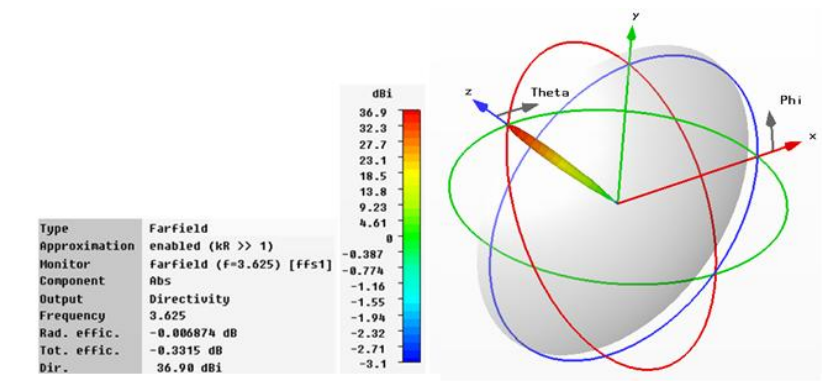
(b)



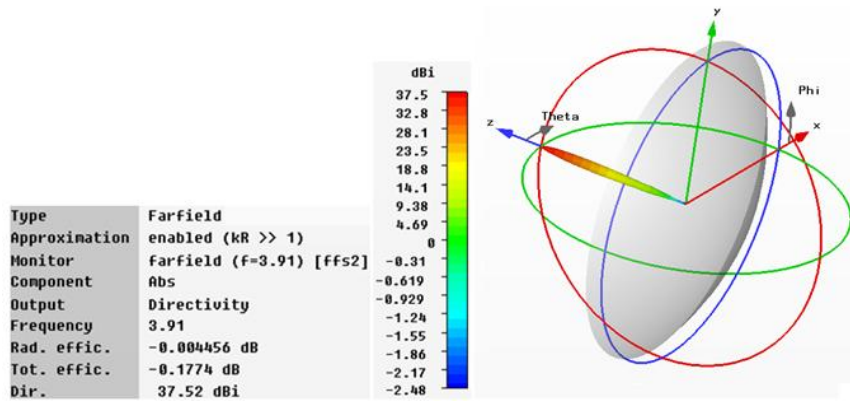
(c)

Figura 3. 48. Ancho de haz del reflector para la bocina del downlink en $f_c = 3.91$ GHz(b) y los extremos de la banda, 3.625 GHz (a) y 4.2 GHz(c).

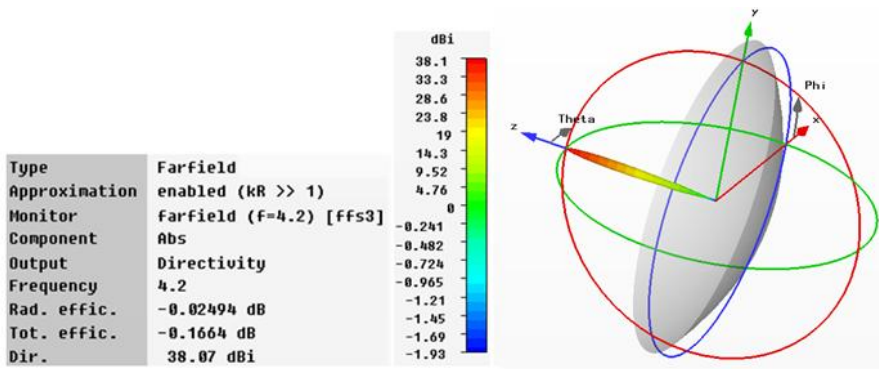
Observamos que son diagramas de radiación muy directivos. Calculamos la directividad exacta mediante el 3D:



(a)



(b)



(c)

Figura 3. 49. Directividad de la bocina del downlink con el reflector en f=3.625 GHz (a), 3.91 GHz (b) y 4.2 GHz (c).

Si analizamos los resultados obtenidos, vemos que el ancho de haz a 3dB sale 2.1º, siendo un haz algo menos estrecho que en el caso anterior pero todavía bastante bueno, lo que nos permite esa directividad superior a 35 dB. Esta reducción de la directividad se debe a que esta bocina trabaja en una frecuencia más baja y por consiguiente con una mayor longitud de onda.

En cuanto a la eficiencia de radiación, está comprendida entre -0.007 dB (99.84%) y -0.025 dB (99.43%), mientras que la eficiencia total se encuentra entre -0.177 dB (96.01%) y -0.331 dB (92.66%), valores muy buenos para toda la banda.

Comprobamos que el axial ratio se mantenga, para lo que nos fijamos en los 2.1º que tienen de ancho de haz para 3 dB (figura [3.48]).

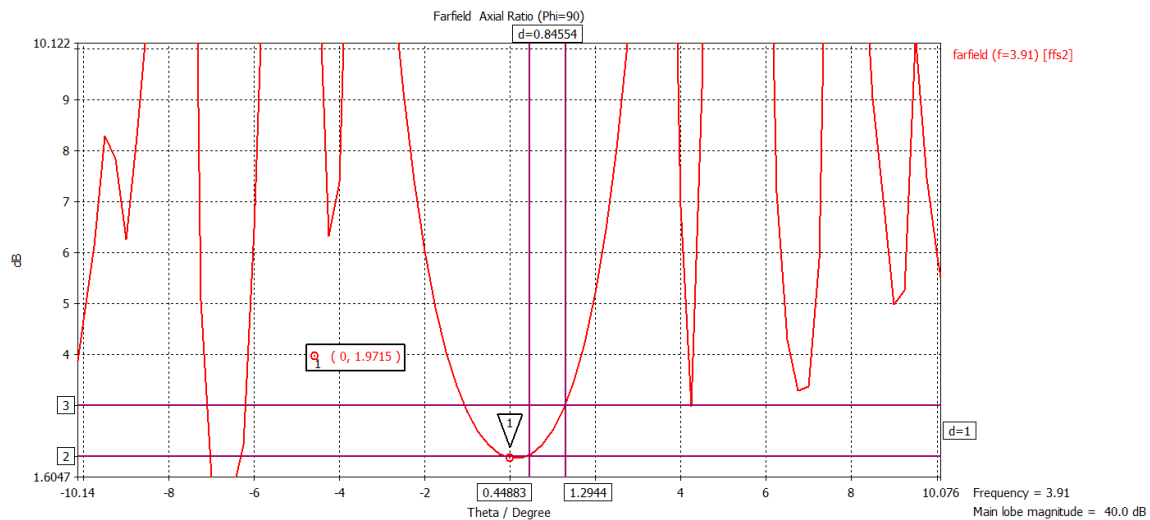


Figura 3. 50. Axial ratio del reflector de la bocina del downlink.

Por último, comprobamos la relación CP/XP:

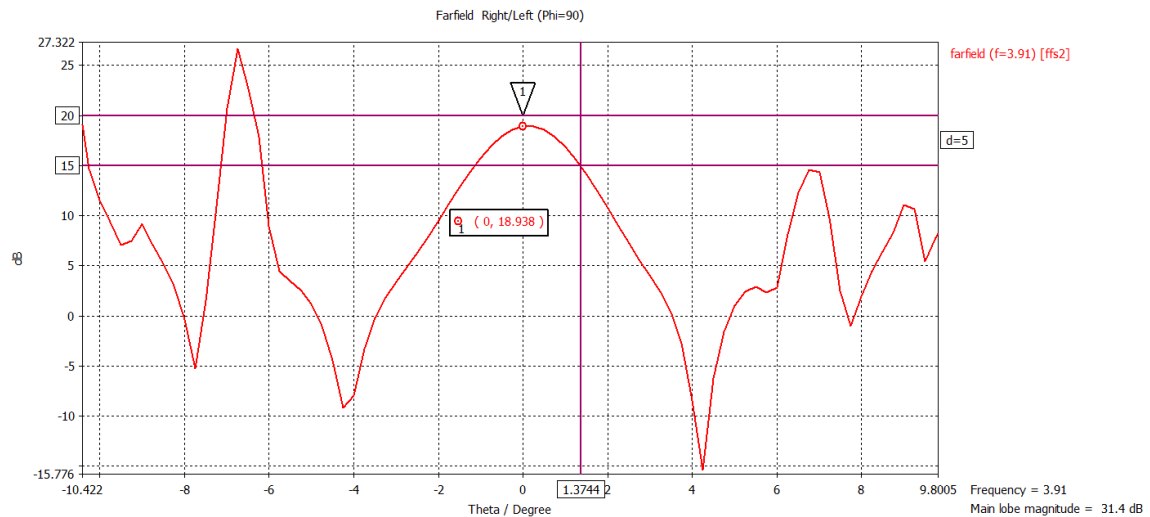


Figura 3. 51. Relación CP/XP del reflector de la bocina del downlink.

Las simulaciones muestran que no se consigue la polarización circular, con un axial ratio que solo es inferior a 2 dB para $|\theta| \leq 0.45^\circ$, y una relación CP/XP en la que no conseguimos estar por encima de los 20 dB.

En el próximo apartado se probarán diferentes técnicas para mejorar la polarización circular: axial ratio y relación CP/XP, y se mostrará el diseño final de las bocinas aisladas.

3.6. Pruebas, mejoras y diseño final de las bocinas aisladas.

Tanto en downlink como en uplink conseguimos buenas prestaciones en cuanto a directividad, adaptación y ancho haz, pero el axial ratio y la relación CP/XP no son todo lo bueno que deberían ser, ya que para una circular la amplitud de las componentes ortogonales del campo eléctrico deben ser iguales, luego tendría que dar un axial ratio $= 1 \rightarrow 0\text{dB}$. La relación CP/XP debería de ser al menos de 20-30 dB para garantizar unas buenas prestaciones y que se consiga la polarización circular en la zona de radiación.

Debido a esto, optamos por realizar distintas pruebas y modificaciones con el fin de mejorar la polarización, aún a costa del resto de especificaciones.

-1. Variación de la posición de las sondas.

Lo intentamos variando la distancia de los coaxiales para ver cómo afecta a la polarización y al axial ratio.

Tras una serie de pruebas, en las que se probaron distintas distancias ($\lambda/4$, $\lambda/2$, valores intermedios...) en todos los resultados se mantenían los 2 dB de axial ratio, luego este procedimiento no nos permite mejorar la polarización, descartándose.

-2. Variación de la profundidad de las sondas.

Modificamos la posición del tubo interior de las sondas respecto al centro, probando distintos valores de ambos (tanto simétricos como asimétricos) para ver si la polarización y el axial ratio se ven muy influidos por el posible acoplo que haya entre las varillas.

En el caso del uplink, nuestra medida final fueron 7.25 mm separadas del centro, luego probamos a alejarlas para reducir el acoplamiento producido entre ellas. En efecto, si las situamos a 11 mm del centro vemos una mejora considerable del axial ratio, lo que demuestra que el deterioro de la polarización era producido por el acoplamiento entre los conductores internos del coaxial.

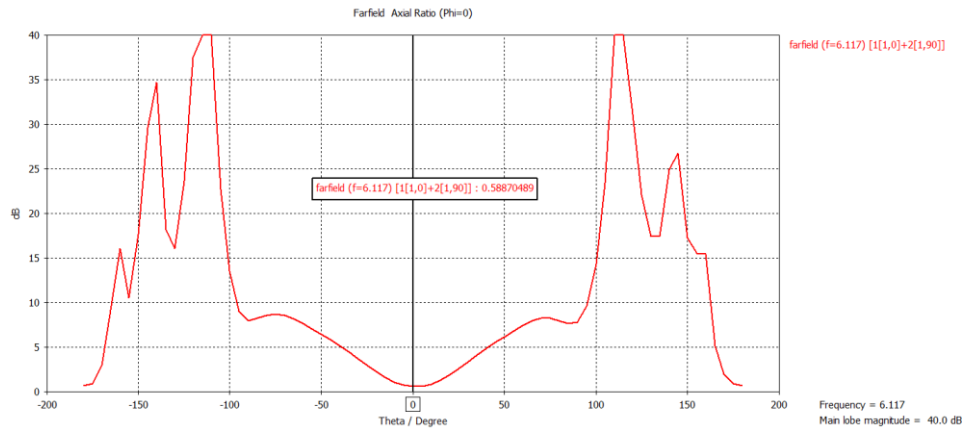


Figura 3. 52. Axial ratio de la bocina del uplink tras la variación en la profundidad de las sondas.

Sin embargo, es demasiada distancia entre las sondas y la adaptación sale muy perjudicada, con niveles inadmisibles:

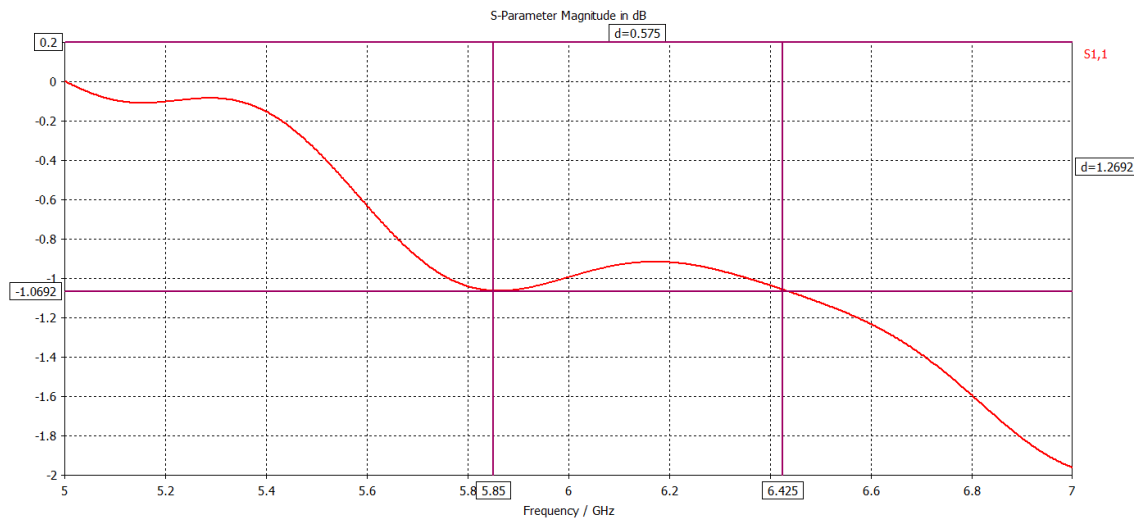


Figura 3. 53. Adaptación de la bocina del uplink tras modificaciones en las sondas.

Por lo que necesitamos que los conductores internos de las sondas estén más próximos al centro para una correcta adaptación. Parametrizando la profundidad, podemos encontrar que solo valores comprendidos entre 7 y 8 mm ofrecen una adaptación dentro de las especificaciones, como se vio en la figura [3.29].

Aun así, colocándolos a una distancia de 8 mm el ancho de haz sigue cumpliendo las especificaciones y la adaptación solo se ve perjudicada ligeramente, mientras que conseguimos mejorar el axial ratio 0.5 dB, luego hemos conseguido mejorar el diseño de la antena. En el caso de la bocina grande, en vez de una profundidad de 11.27 mm respecto al centro podemos disminuirla hasta a 12 mm, mejorando la polarización.

El último caso de esta prueba consiste en introducir profundidades distintas a los dos coaxiales.

Con una diferencia de 1 mm, observamos en la figura [3.54] que deben estar en torno a 4 mm del centro. A esa distancia nos sale un axial ratio superior a 3dB, luego no nos vale.

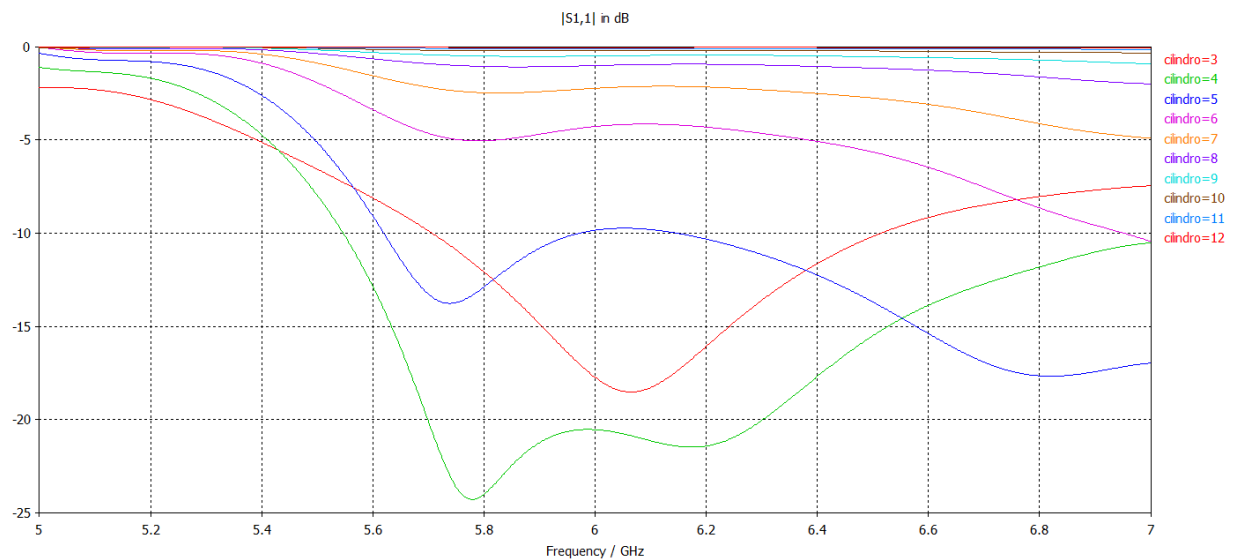


Figura 3. 54. valores de la adaptación para sondas con tamaño que difieren en 1mm. El parámetro es la distancia de la sonda al centro de la bocina.

Si probamos a aumentar la diferencia entre ambos tubos se desplaza el BW hacia frecuencias superiores y tampoco conseguimos aumentar la distancia a la que pueden estar, luego de esta forma no conseguimos mejorar la polarización circular.

-3. Cambiar la posición de una de las sondas.

Hemos visto que no conseguimos una polarización circular perfecta debido al acoplamiento, pero que si aumentamos la distancia demasiado la adaptación resulta muy perjudicada. Por eso, probamos a desplazar uno de los coaxiales a una distancia $\lambda/2$, desfasándolo ahora 180° para compensar los 90° que supone un desplazamiento de $\lambda/4$. Con esto conseguimos que estén lo suficientemente alejados como para que no se produzca demasiado acoplamiento y podamos elegir libremente la profundidad de los conductores internos de las sondas.

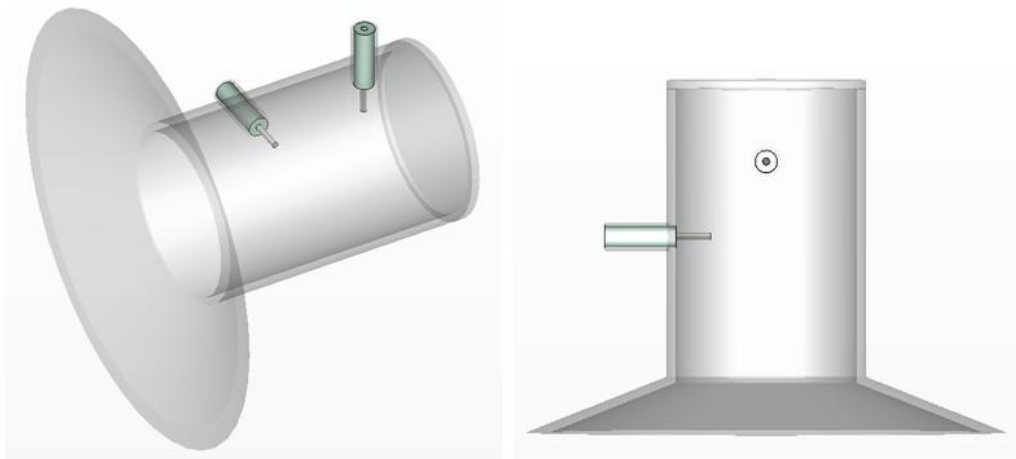


Figura 3. 55. Gráfica con las sondas en distintas posiciones para la prueba 3.

Sin embargo, aunque conseguimos reducir el axial ratio a 1.15 dB, la adaptación resulta muy perjudicada:

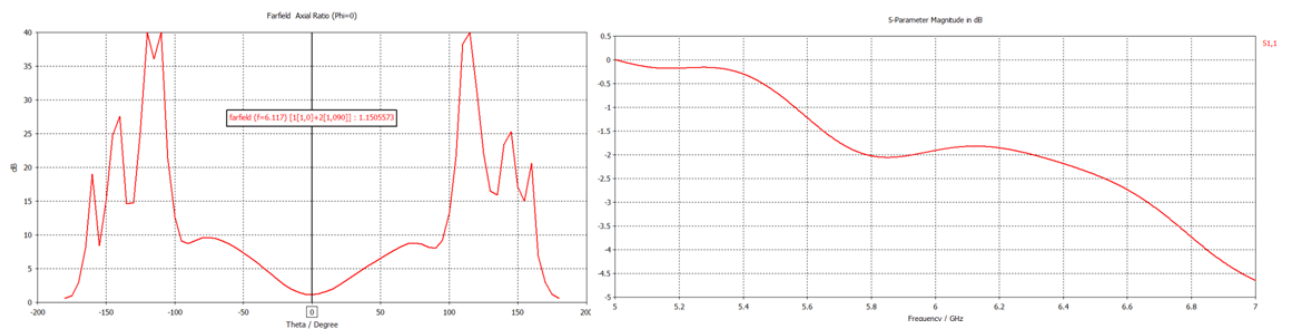


Figura 3. 56. Resultados tras simular con las sondas en distintas posiciones.

-4: Añadir más sondas.

En vez de alimentar con 2 sondas, probamos a alimentar con 4, situadas en los puntos cardinales y alimentadas con un desfase de 90° respecto al anterior para seguir consiguiendo la polarización circular.

Con esta configuración se empeoran las prestaciones respecto al ancho de haz y la adaptación debido principalmente al aumento del acoplo, si bien la mayor simetría permite una mejora considerable del axial ratio y la relación CP/XP, generando un modo más puro.

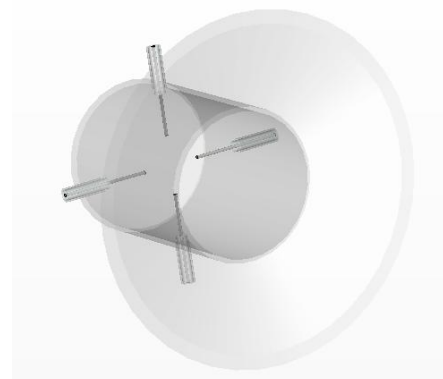


Figura 3. 57. Bocina alimentada con 4 sondas.

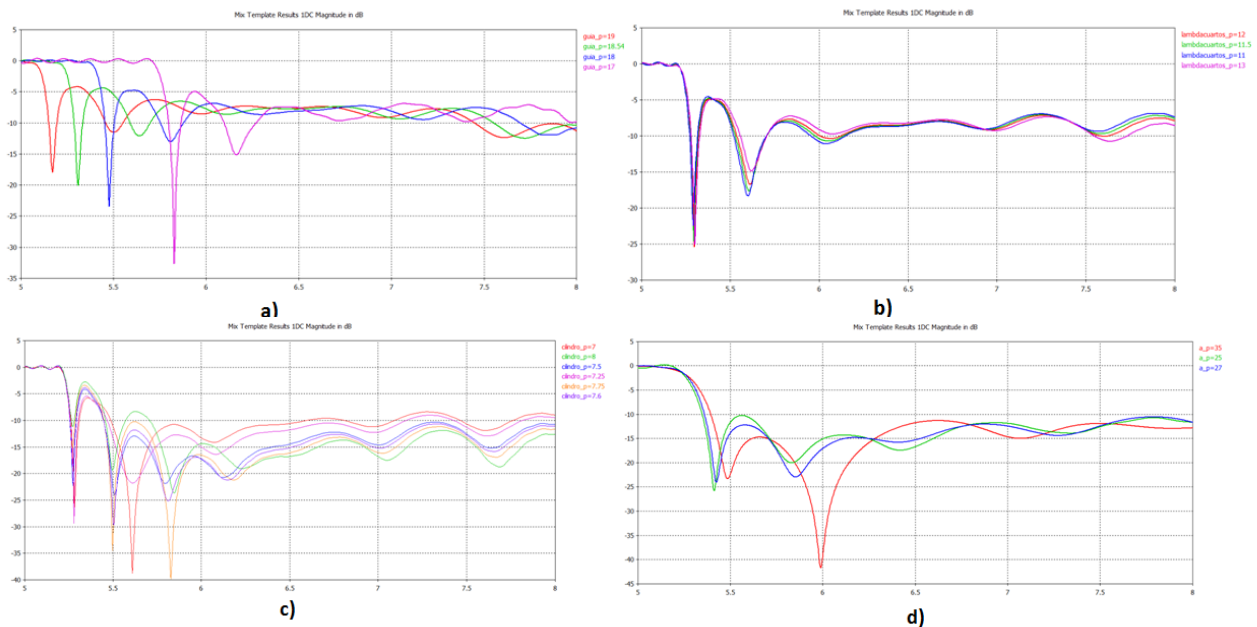
Uplink:

Partiendo del diseño de la bocina pequeña, este consigue un nivel aceptable en cuanto a ancho de haz pero no consigue superar los 10dB de adaptación.

Una de las principales causas es el alto valor del radio de la bocina $a = 44.608\text{mm}$, el cual mediante simulaciones observamos que mejora considerablemente para valores más cercanos a 26 mm, mientras que por el contrario l_c debe aumentar para mejorar el BW.

Si nos fijamos en los distintos métodos para construir las bocinas que hemos visto previamente, vemos que el 3º es equivalente al 4º pero con un error de fase de $1/8$, dando como resultado unas medidas de a y l_c bastante próximas a lo que buscamos, luego nos basamos en él para, mediante una serie de simulaciones del resto de parámetros, consigamos nuestro diseño final de la bocina pequeña.

El método 3 nos dejaba con unos valores de $a = 29.19\text{ mm}$ y $l_c = 69.50\text{mm}$, tras las simulaciones de la figura [3.58], donde modificamos parámetros como la longitud, el tamaño de la guía o la distancia de los coaxiales al final de la misma, conseguimos unas prestaciones muy similares a nuestra bocina original pero con la relación CP/XP y el axial ratio mejorados.



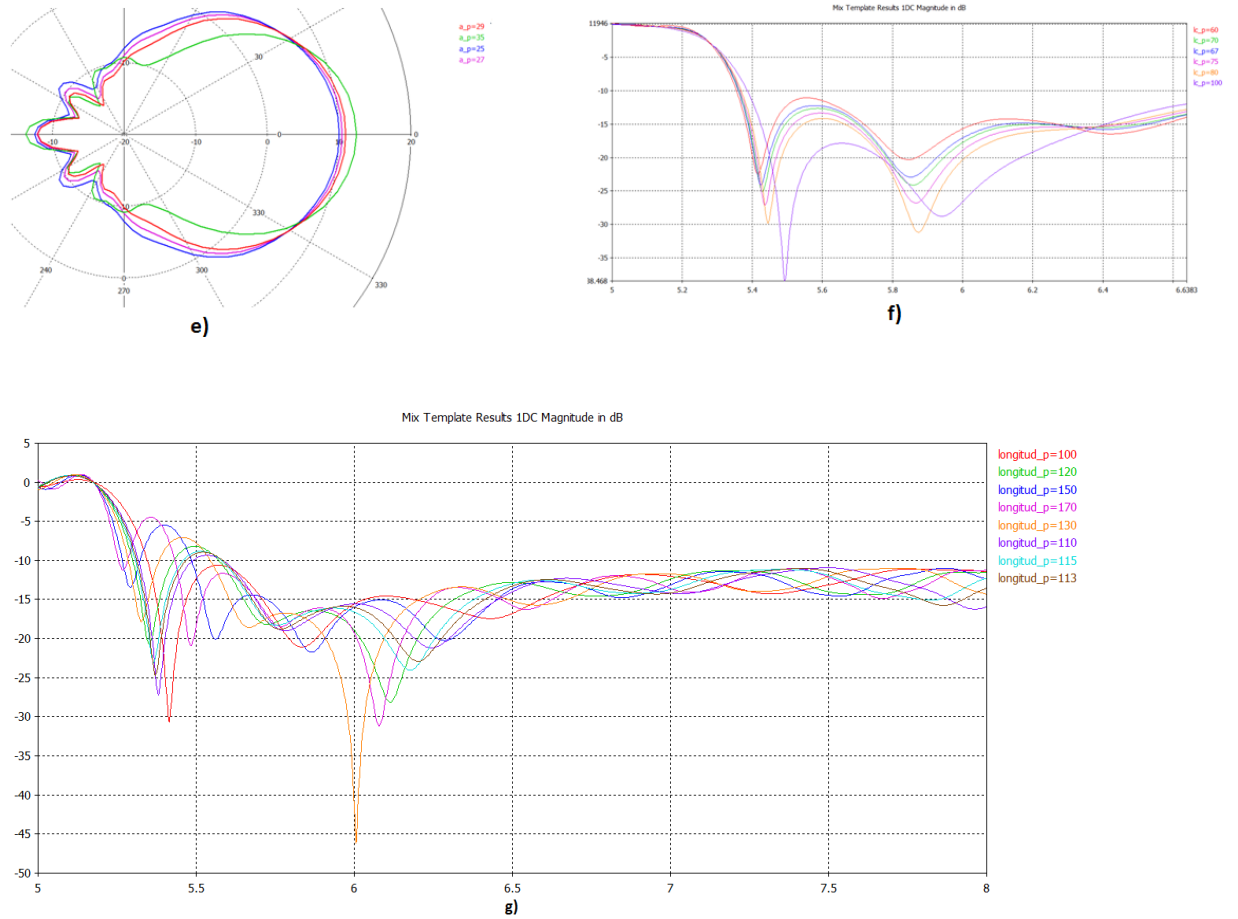


Figura 3. 58. Simulaciones para ajustar la bocina del uplink en mm. Los ejes son GHz-dB a) Tamaño guía. b) Distancia de los coaxiales al final de la guía. c) Profundidad de las sondas. d) Radio de la bocina. e) Ancho de haz según el radio de la bocina. f) l_c de la bocina. g) Longitud de la guía.

Finalmente, las medidas de la bocina se indican en la figura [3.59] excepto los radios de las sondas, que mantienen su valor.

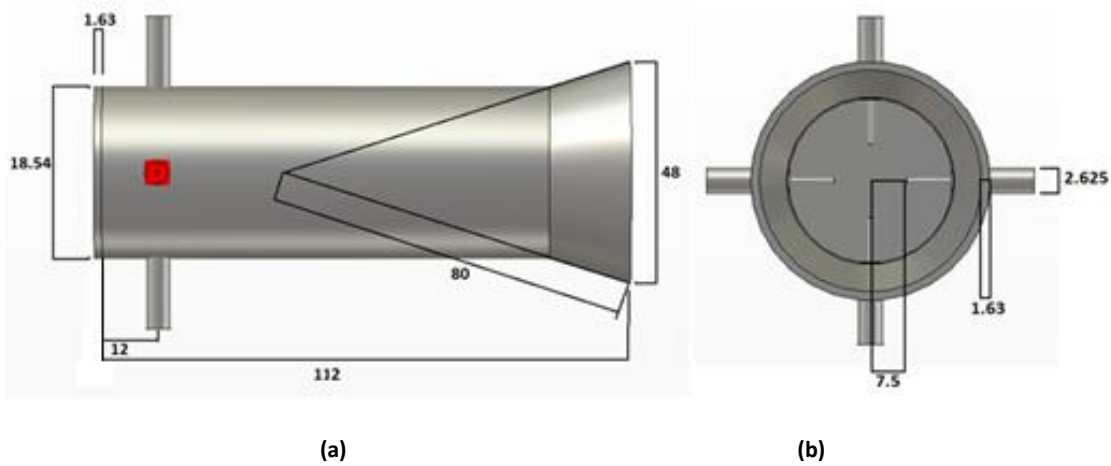
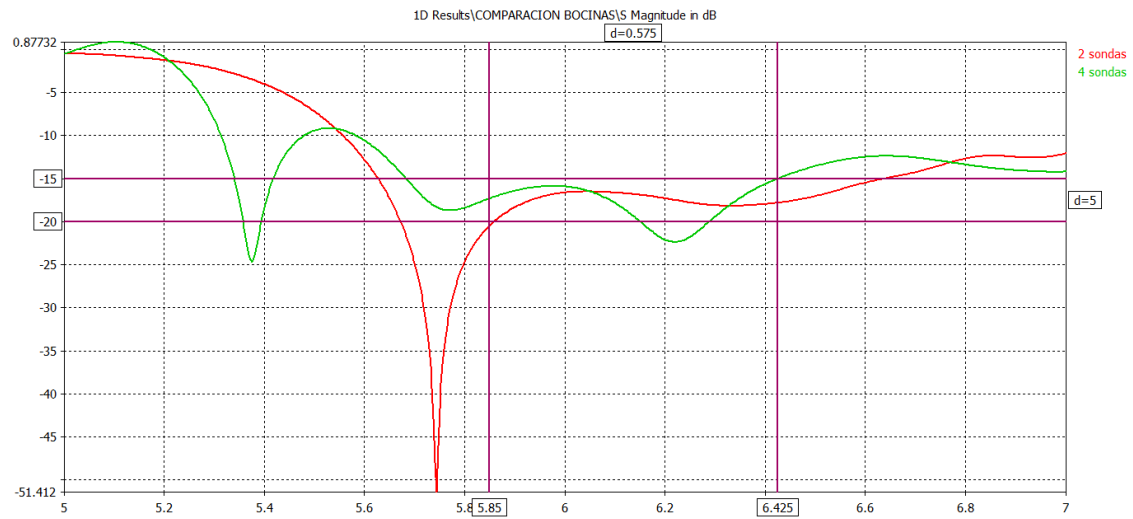
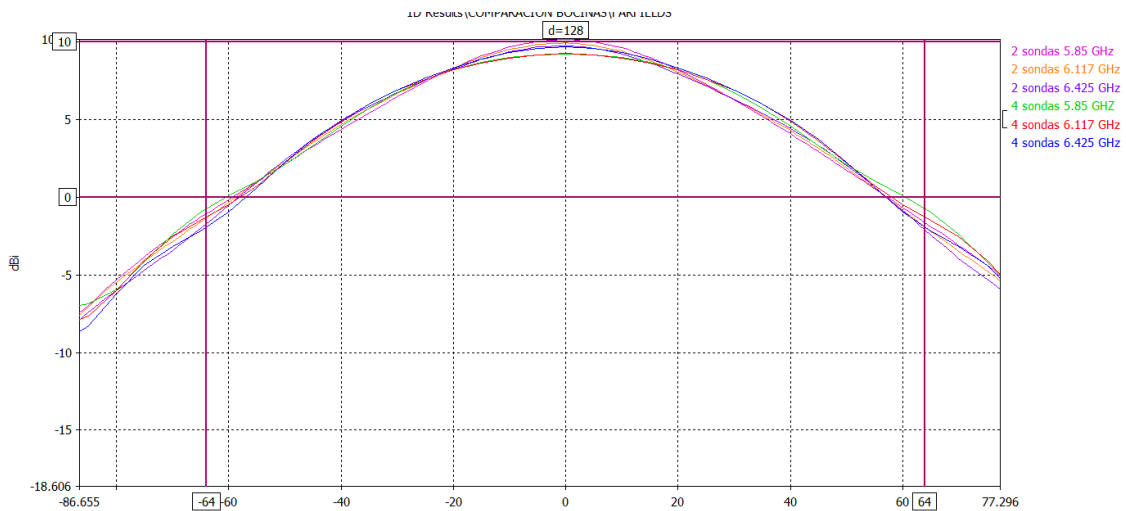


Figura 3. 59. Planos de la bocina del uplink (en mm). Perfil (a) y alzado (b).

Comparamos sus prestaciones en relación a la bocina con 2 sondas:



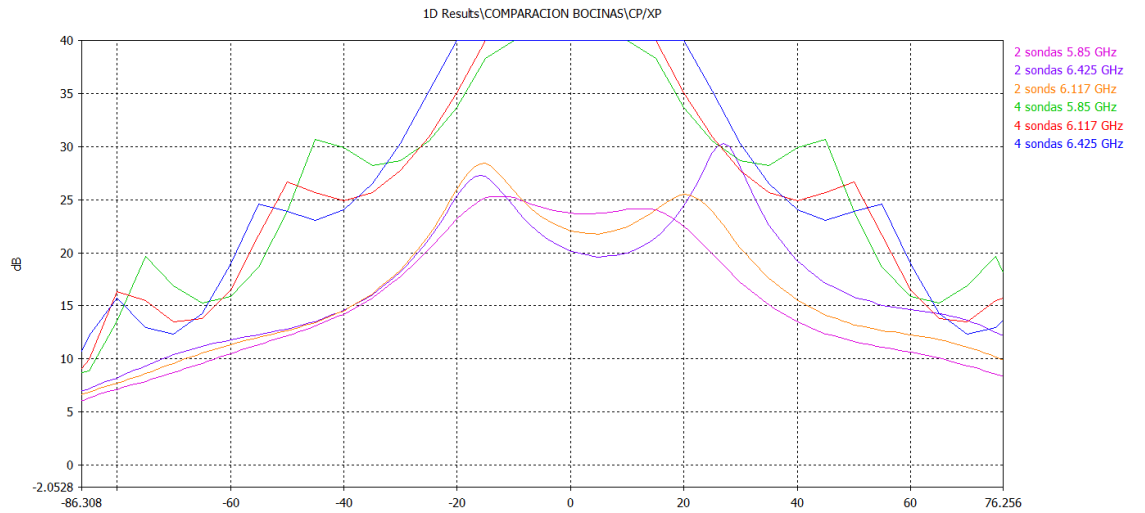
(a)



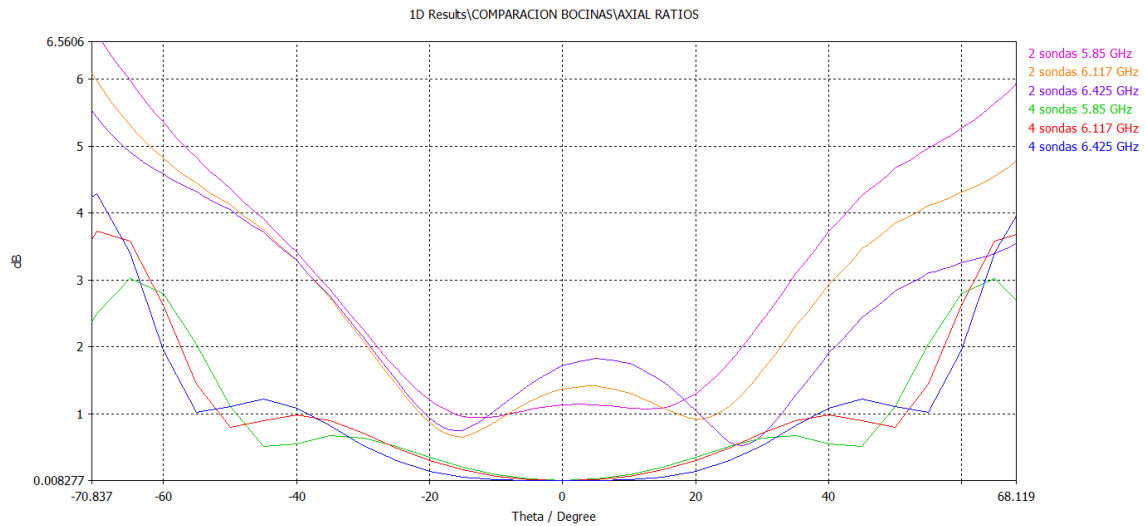
(b)

Figura 3. 60. Comparaciones del $|\Gamma_{in}|$ (a) y ancho de haz (b) de la bocina del uplink y su mejora.

Como vemos, tanto en adaptación como en ancho de haz se consiguen resultados muy similares, cumpliéndose los requisitos de BW y dejando unos anchos de haz comprendidos entre 120° y 126° , bastante buenos para alimentar correctamente al reflector. Si analizamos la relación CP/XP y el axial ratio, vemos como este último diseño es muy superior:



(a)



(b)

Figura 3. 61. Comparaciones del CP/XP (a) y axial ratio (b) de la bocina del uplink y su mejora.

El último modelo con las 4 sondas logra los mejores resultados, con un axial ratio de 0 dB y CP/XP de 40 dB, consiguiendo la polarización circular de la que carecía el anterior diseño. Es por esto que analizamos los nuevos diagramas de radiación en el reflector, para comprobar si se conserva la polarización circular y si salen igual de directivos que en el caso anterior (para lo que calculamos primero el centro de fase que resulta estar a 0.75 mm de la boca de la bocina).

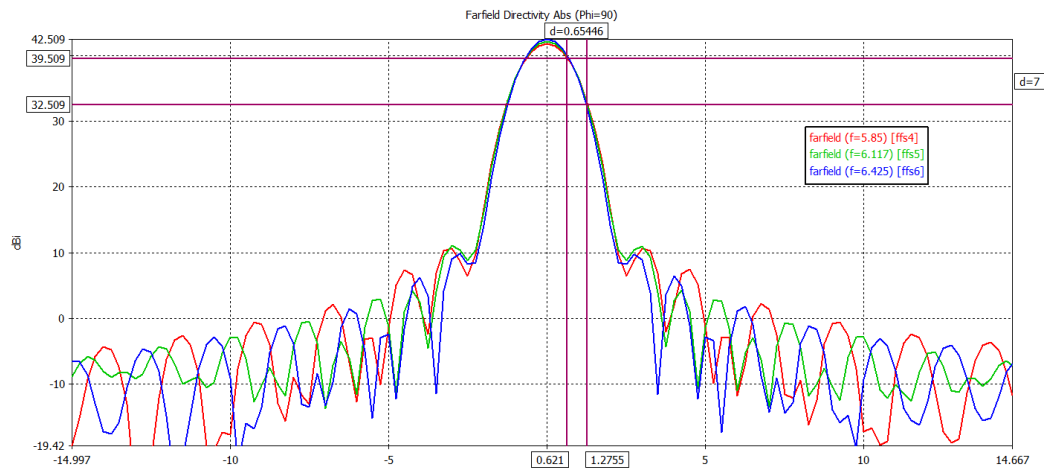
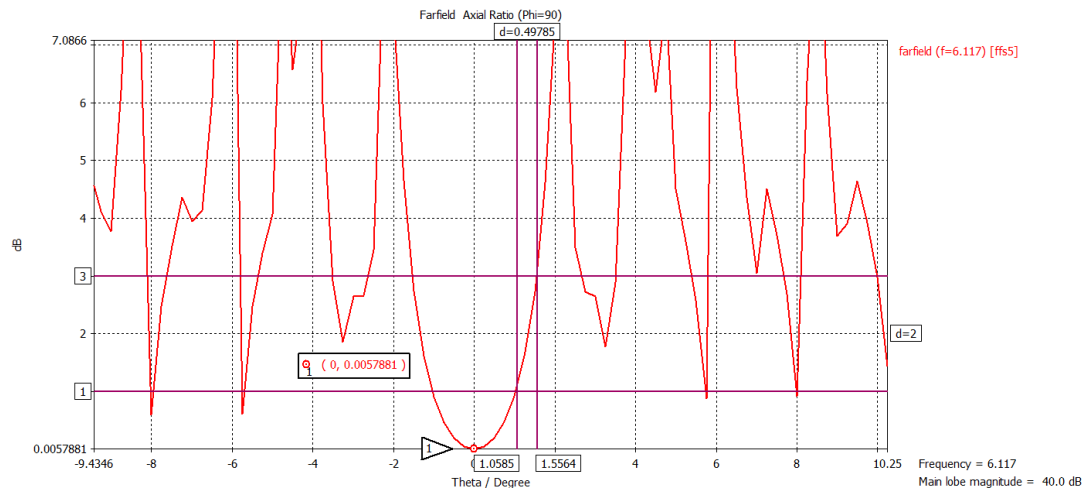
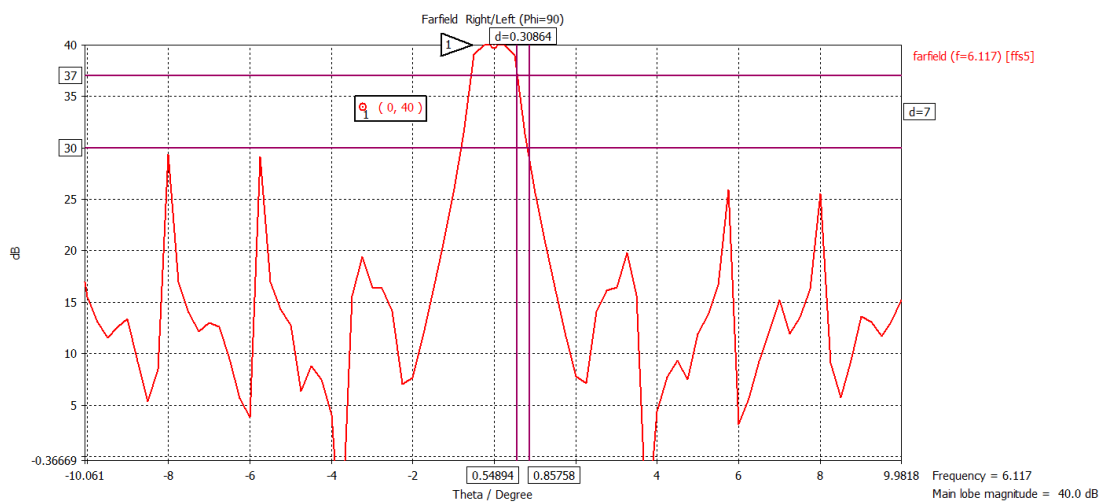


Figura 3. 62. Diagrama de radiación del reflector de la bocina del uplink para el diseño final.

Conseguimos un haz bastante directivo, de aproximadamente 1.2° a 3 dB, lo que supera el primer análisis. Si analizamos el axial ratio y la relación CP/XP en ese grado:



(a)



(b)

Figura 3. 63. Axial ratio (arriba) y CP/XP del reflector de la bocina pequeña para el diseño final.

Se obtienen unos buenos resultados, con un CP/XP superior a 37 dB y axial ratio inferior a 0.4 dB.

Los últimos datos, las directividades, son todas ellas superiores a los 40 dBi:

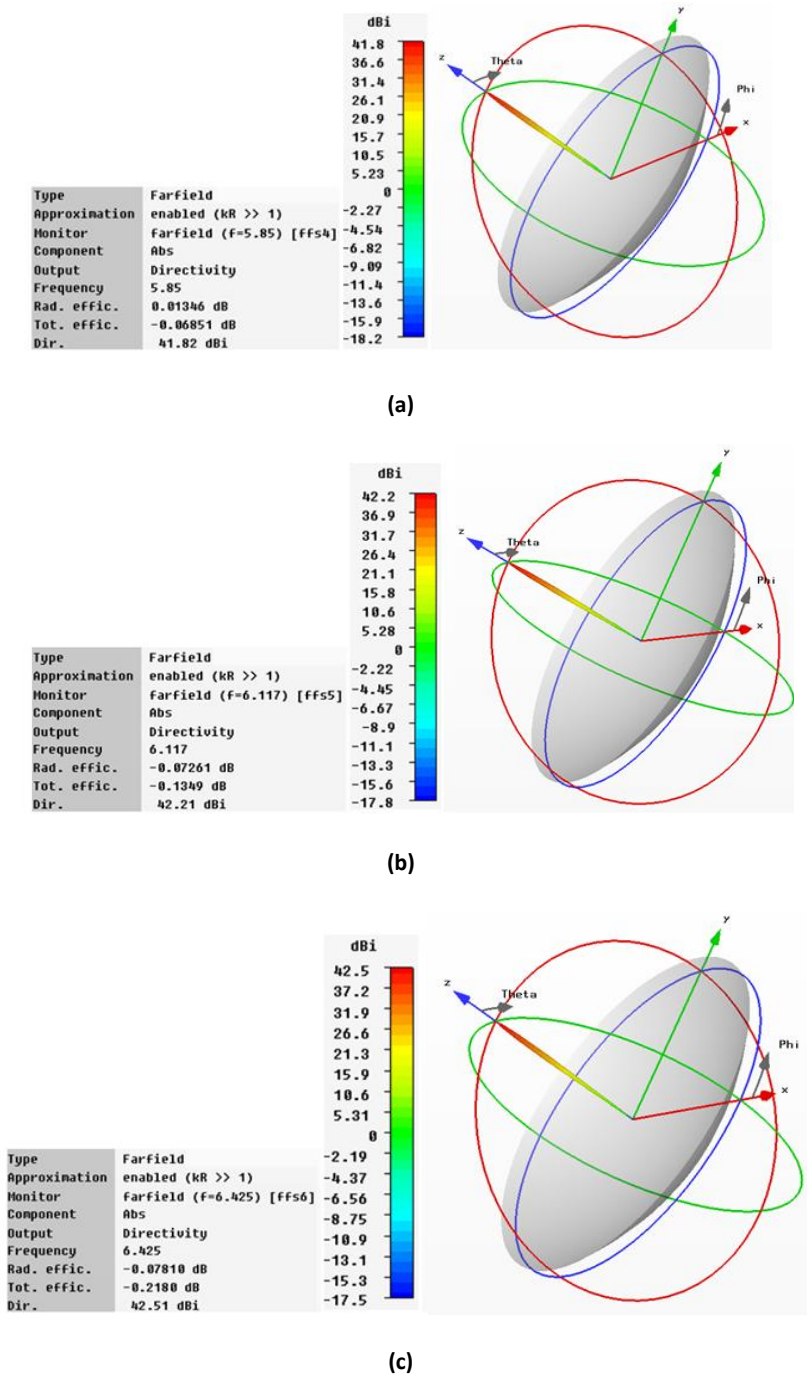


Figura 3. 64. Directividades del reflector con la bocina del uplink alimentada con 4 sondas a 5.85 GHz (a), 6.117 GHz(b) y 6.425 GHz(c).

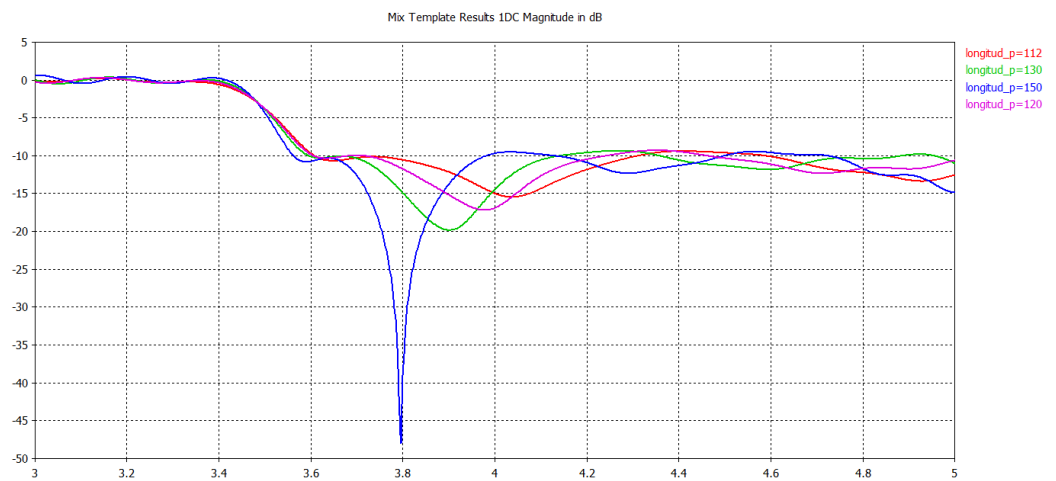
Si analizamos las eficiencias de radiación, la peor de ellas es de -0.078 dB (98.22%), mientras que la eficiencia total se encuentra comprendida entre los -0.069 dB (98.42%) y los -0.218 dB (95.10%), bastante por encima de la eficiencia conseguida con las dos sondas.

Downlink:

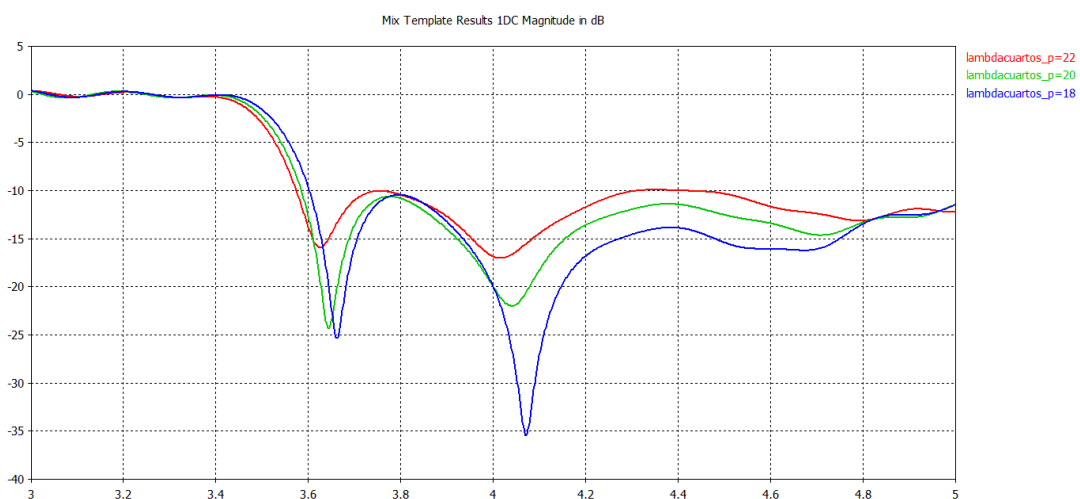
Partiendo del diseño del Uplink, podemos escalarlo a nuestra banda de frecuencia correspondiente. Para ello hallamos el coeficiente que relaciona el tamaño de las guías, que en cualquier caso serán prácticamente fijas (18.54 mm y 27 mm para la pequeña y grande respectivamente), obteniendo $\frac{27}{18.54} = 1.46$

Escalamos un factor 1.46 los parámetros de la bocina calculada en el uplink (radio de la bocina, l_c , radio de la guía, profundidad coaxiales y longitud de la guía).

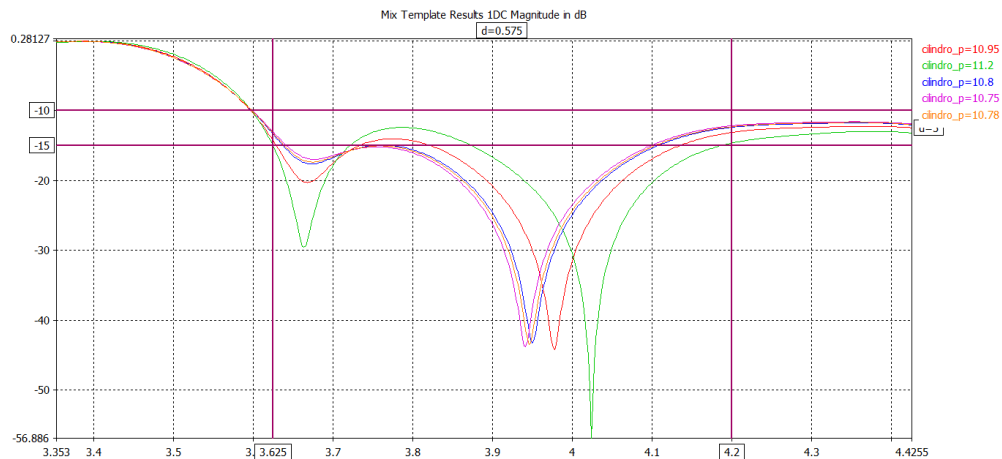
Obtenemos como resultado unas medidas bastante próximas a lo que buscamos, luego mediante una serie de simulaciones de los parámetros conseguimos nuestro diseño final de la bocina grande, bastante próximo al conseguido con las 2 sondas pero con la CP/XP y el axial ratio similares a los obtenidos con el uplink.



(a)



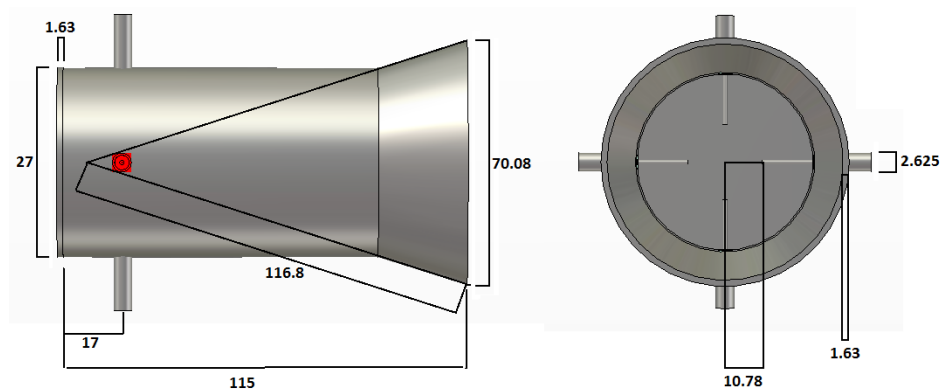
(b)



(c)

Figura 3. 65. Simulaciones para ajustar la bocina del downlink en mm. Los ejes son GHz-dB (a) longitud guía. (b) Distancia de los coaxiales al final de la guía. (c) Profundidad de las sondas. (d) Simulaciones varias.

Las medidas de la bocina se indican en la figura [3.66] excepto los radios de las sondas, que mantienen su valor.

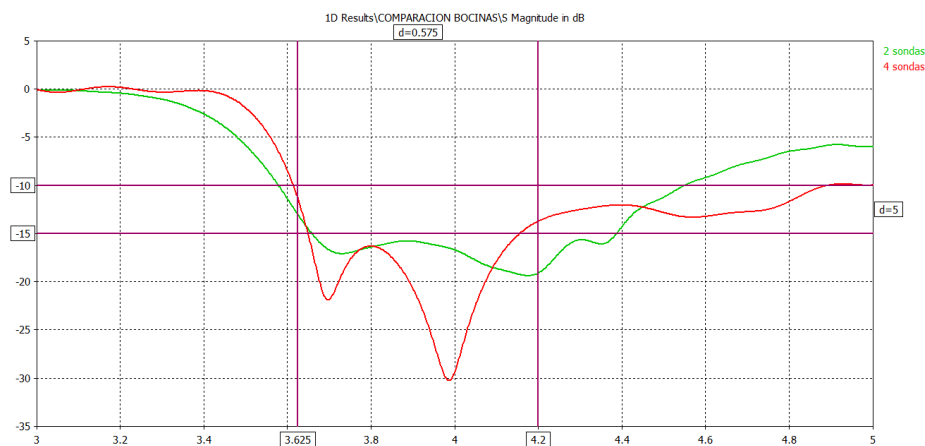


(a)

(b)

Figura 3. 66. Planos de la bocina del downlink (en mm). Perfil (a) y alzado (b).

Comparamos sus prestaciones en relación a la bocina con 2 sondas:



(a)

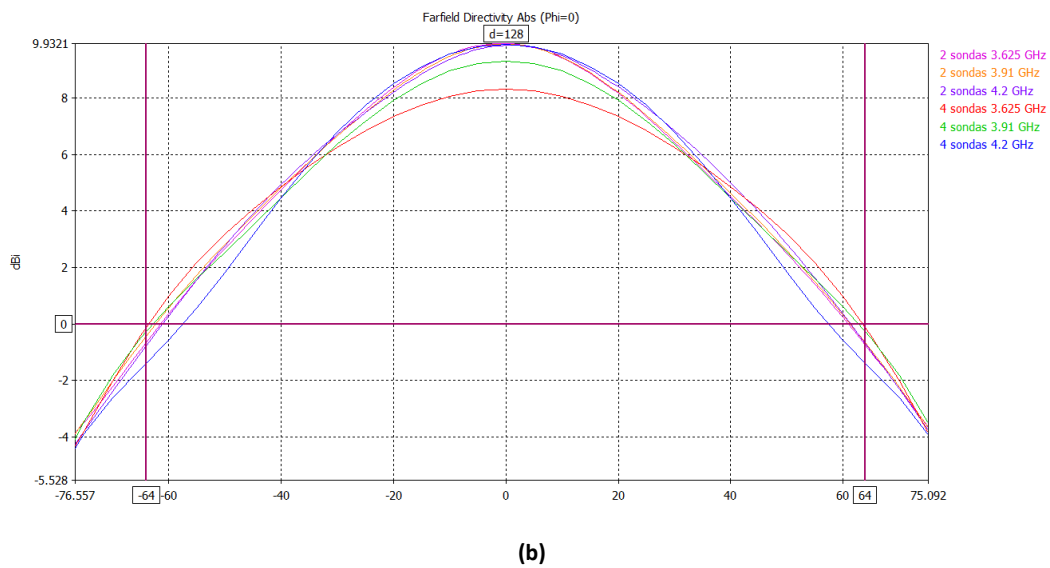
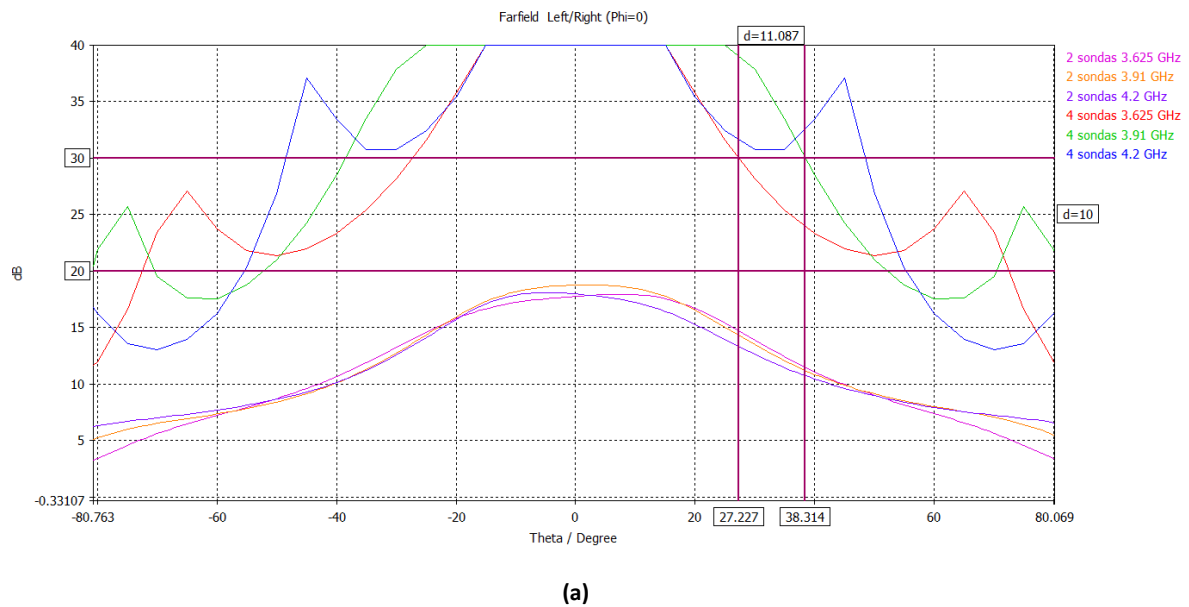


Figura 3. 67. Comparaciones del $|\Gamma_{in}|$ (a) y ancho de haz (b) de la bocina del downlink y su mejora.

Como vemos, tanto en adaptación como en ancho de haz se consiguen resultados muy similares, incluso mejores en el caso de las 4 sondas para el ancho de haz, prácticamente cumpliéndose los requisitos de BW y dejando unos anchos de haz de hasta 128° en el caso de los 3.625 GHz y 3.91GHz de las 4 sondas. Si analizamos la relación CP/XP y el axial ratio, vemos como este último diseño es muy superior:



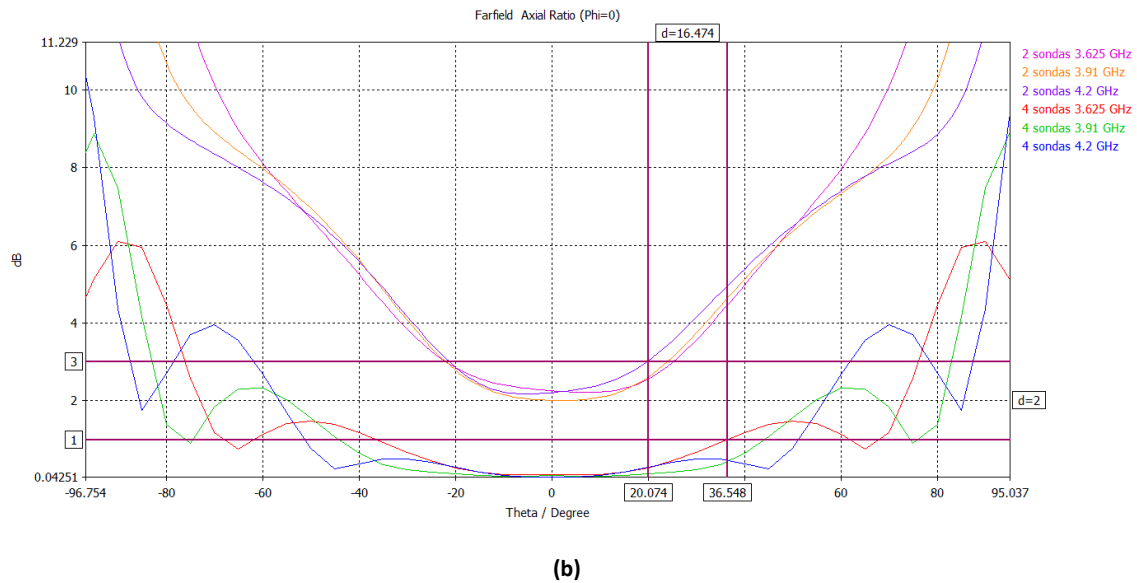


Figura 3. 68. Comparaciones del CP/XP (a) y axial ratio (b) de la bocina del downlink y su mejora.

El último modelo con las 4 sondas logra los mejores resultados, con un axial ratio de 0 dB y CP/XP de 40 dB, consiguiendo la polarización circular de la que carecía el anterior diseño. Es por esto que analizamos los nuevos diagramas de radiación en el reflector, para comprobar si se conserva la polarización circular y si salen igual de directivos que en el caso anterior (para lo que calculamos primero el centro de fase que resulta ser 1.05 mm).

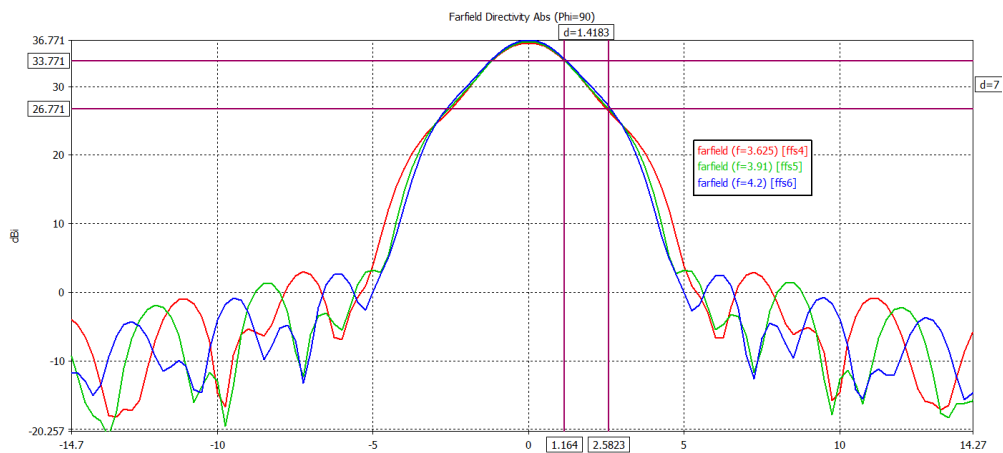


Figura 3. 69. Diagrama de radiación del reflector de la bocina del downlink para el diseño final.

Conseguimos un haz bastante directivo, de aproximadamente 2.3° a 3 dB. Si analizamos el axial ratio y la relación CP/XP en ese grado:

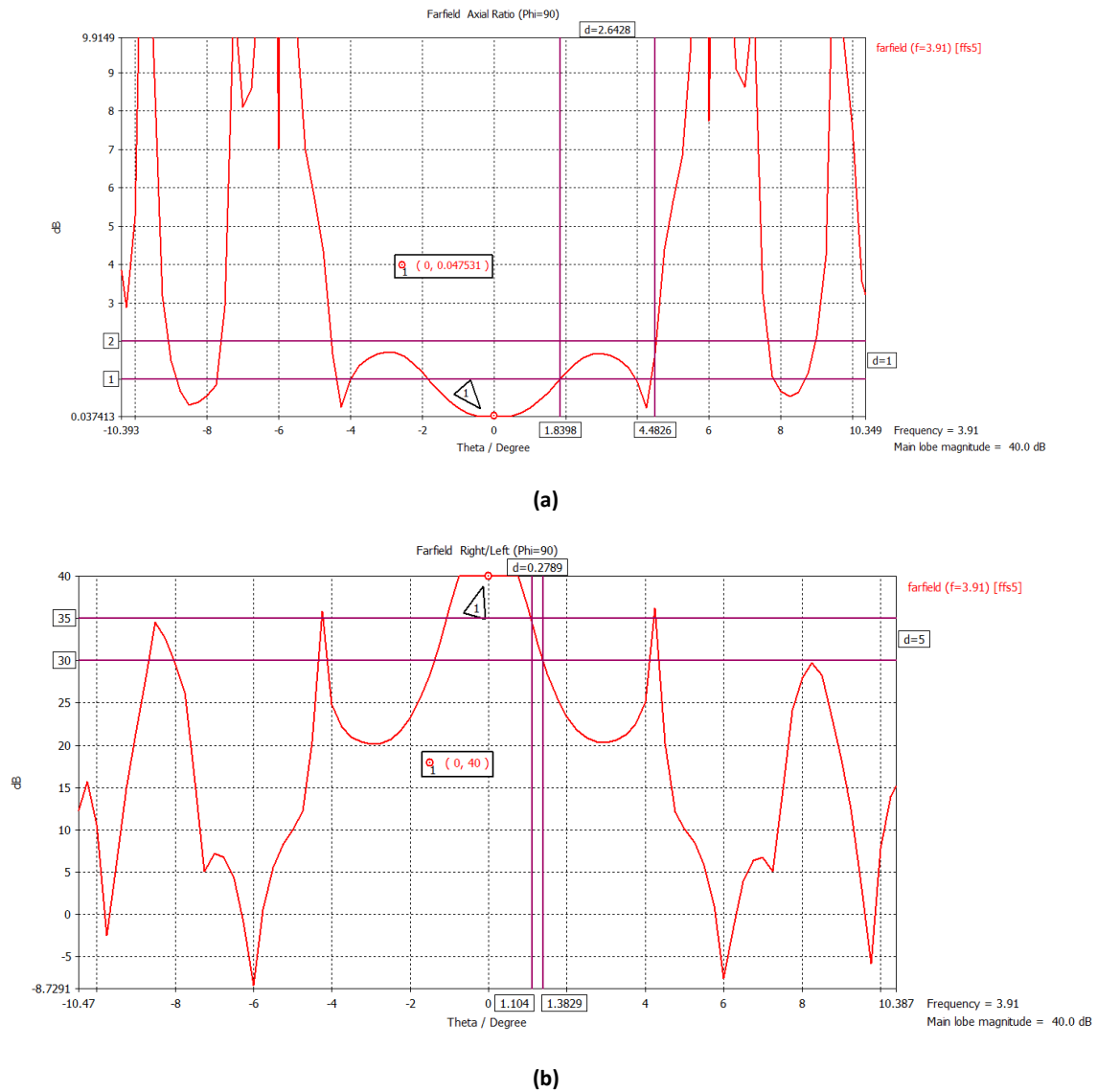
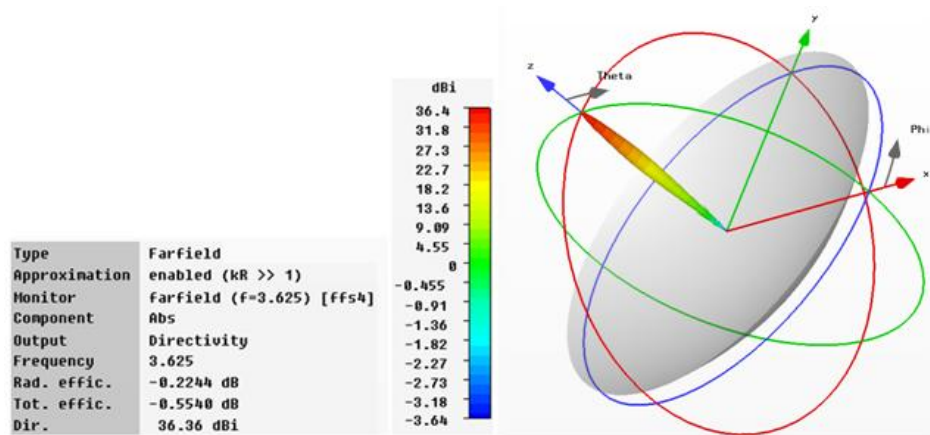
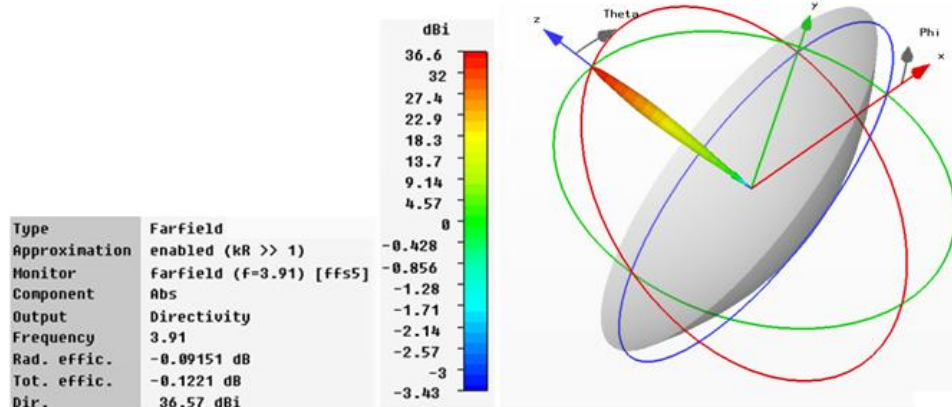


Figura 3. 70. Axial ratio (a) y CP/XP (b) del reflector de la bocina del downlink para el diseño final.

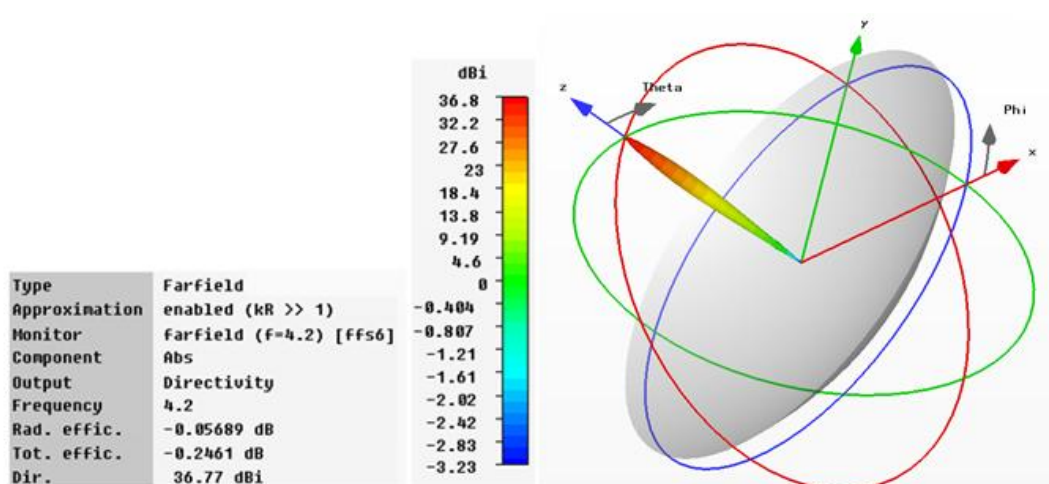
Muy buenos resultados, con un CP/XP superior a 30 dB y axial ratio inferior a 0.43 dB.

Los últimos datos, las directividades, son todas ellas superiores a los 35 dB:





(b)



(c)

Figura 3. 71. Directividades del reflector con la bocina del downlink alimentada con 4 sondas en 3.625 GHz (a), 3.91 GHz(b) y 4.2 GHz(c).

Analizando las eficiencias de radiación, la peor de ellas es de -0.092 dB (97.90%). En cuanto a la eficiencia total, esta se encuentra comprendida entre -0.246 dB (94.49%) y -0.554 dB (88.02%), bastante por encima de la eficiencia conseguida con las dos sondas.

Se demuestra que este último diseño con las 4 sondas para alimentación es el más efectivo y el que consigue mejores prestaciones, luego es el resultado final de las bocinas aisladas.

3.7. Conclusiones de las bocinas aisladas

A lo largo de este capítulo hemos analizado el procedimiento para diseñar las bocinas aisladas paso a paso, comenzando con determinar las guías de onda. A continuación, se diseñan las antenas con polarización lineal para a partir de ese diseño conseguir la polarización circular alimentando las bocinas mediante sondas. Después se simulan los campos radiados por las antenas en el reflector. El último paso ha sido una serie de modificaciones y mejoras de las antenas para mejorar sus prestaciones, resultando al final que si alimentamos con 4 sondas conseguimos un modo más puro que nos lleva a mejores resultados.

Los resultados finales para nuestras bocinas aisladas son:

➤ **Bocina operando en la banda inferior (downlink): Figura [3.34].**

Adaptación a 15 dB entre 3.6474 GHz y 4.1582 GHz .

Ancho de haz de 132º a 10 dB.

Directividad del reflector de 36.57 dB.

CP/XP del reflector superior a 30 dB en el lóbulo principal.

Axial ratio del reflector inferior a 0.43 dB en el lóbulo principal.

➤ **Bocina operando en la banda superior (uplink): Figura [3.29].**

Adaptación a 15 dB entre 5.693 GHz y 6.4247 GHz .

Ancho de haz de 128º a 10 dB.

Directividad del reflector de 42.81 dB.

CP/XP del reflector superior a 30 dB en el lóbulo principal.

Axial ratio del reflector inferior a 0.4 dB en el lóbulo principal.

Con esto hemos terminado la primera parte del proyecto y podemos garantizar que las especificaciones se pueden cumplir con bocinas aisladas. El siguiente paso será unir las mediante la guía de onda coaxial para ver si conseguimos cumplir también con los requisitos, resultando una sola antena que se compone de una guía coaxial conectada a dos bocinas cónicas, cada una funcionando a una de las bandas.

Este proceso se llevará a cabo en el capítulo 4, en el que, como en este, analizaremos paso a paso el proceso a través del cual conseguimos diseñar la antena.

Capítulo 4

Bocinas alimentadas con guía coaxial

En esta segunda parte del proyecto pasamos a la elaboración de una sola antena multifrecuencia, para lo que recurriremos a una guía coaxial y a dos bocinas, una por cada conductor del coaxial.

En esta configuración, la bocina del downlink (la grande), que se corresponde con la banda de frecuencia inferior, se verá influida por la estructura de la bocina del uplink (la pequeña) en su interior, provocando modificaciones en cuanto al ancho de haz y la adaptación. Sin embargo, como la frecuencia de corte de la pequeña es mayor, en el downlink no habrá un acoplo considerable.

Por otro lado, la bocina del uplink no se verá muy influida por la estructura de la bocina del downlink, pero sí que le influirá el acoplo.

4.1. Diseño bocinas alimentadas con guía coaxial con polarización lineal

Siguiendo el procedimiento de las bocinas aisladas, primero analizaremos la antena con polarización lineal, tomando como medidas las de las bocinas del capítulo 3 con polarización también lineal, con la única modificación de las longitudes de las guías (la pequeña tiene que sobresalir para poder alimentarla con las sondas) y de los conductores internos de las sondas de la bocina mayor, ya que con la profundidad anterior se cortocircuitarían con la bocina pequeña.

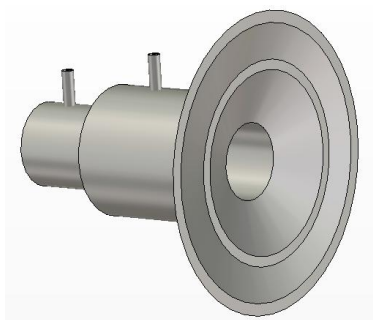


Figura 4. 1. Primer modelado de la bocina con guía coaxial.

Si probamos a simular, mientras que en la banda superior prácticamente se mantienen los valores (se corresponde con la bocina pequeña, donde la mayor apenas influye si no tenemos en cuenta el acoplo), en la grande se dejan de cumplir los requisitos debido a la influencia de la bocina interior. El primer paso es conseguir el valor del radio de la guía de onda grande (la frecuencia de corte es distinta en una guía coaxial que en una guía circular) de modo que consigamos estar en el rango de frecuencias entre 3.625 y 4.2 GHz .

Sin embargo, lo primero que hay que tener en cuenta es que, mientras que por la bocina pequeña, al ser una guía circular, se excitará el primer modo, el TE_{11} , no será igual con la guía coaxial, que en un principio transmite un modo TEM pero que con la alimentación desfasada 180° podemos conseguir que se transmita el TE_{11} , como se muestra en la figura [4.2].

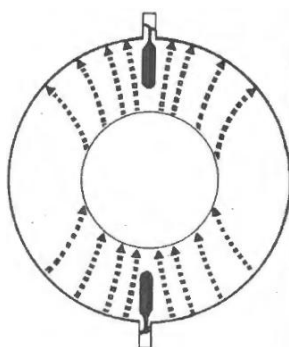


Figura 4. 2. Modo TE_{11} de la guía coaxial [16].

Para conseguir excitar el TE_{11} necesitaremos de dos sondas como las de la figura desfasadas 180° (4 en el caso de la polarización circular, que se verá más adelante). Debido a esto, ahora la adaptación no vendrá dada por el parámetro S_{11} , sino por un coeficiente de reflexión $\Gamma = |S_{11} - S_{12}|$.

Este valor lo obtenemos tras adaptar las impedancias de los puertos diferenciales, lo que se encuentra al final de este documento en el ANEXO I.

Probamos a simular con CST para distintos tamaños de la guía grande, contando con que tenemos fijo el radio pequeño en $a = 18.54$ mm, necesario para la banda de 6 GHz:

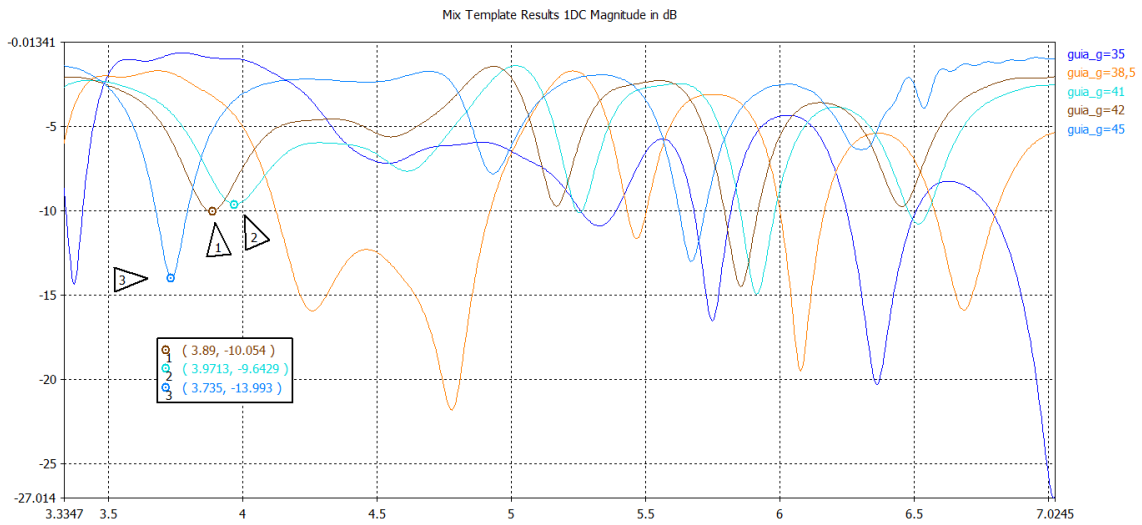


Figura 4. 3. Simulaciones para determinar el tamaño del conductor externo de la guía coaxial. El parámetro es su radio en mm.

De todos los valores, comprobamos que para la frecuencia de corte de 3.91 GHz el radio mayor que consigue mejores resultados es $b = 42$ mm.

Comprobamos si se transmite el TE_{11} analizando el campo eléctrico.

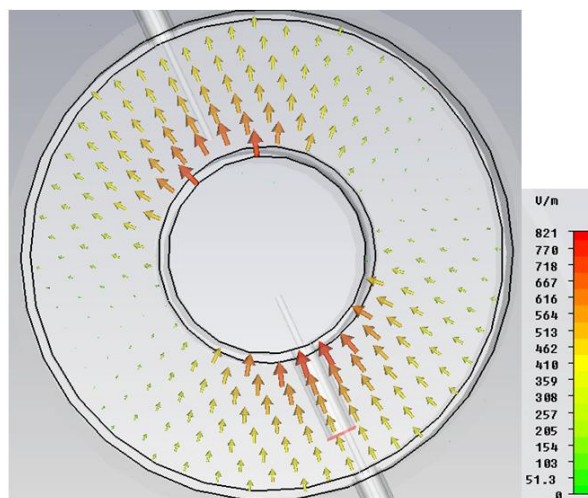


Figura 4. 4. Campo E de la guía coaxial para el tamaño $b = 42$ mm.

Una vez que hemos conseguido excitar el TE_{11} en la guía coaxial, pasamos a intentar conseguir los requisitos que nos piden. De todas los parámetros, comenzaremos simulando la profundidad de las sondas en la bocina del downlink, ya que no nos valía la medida antigua.

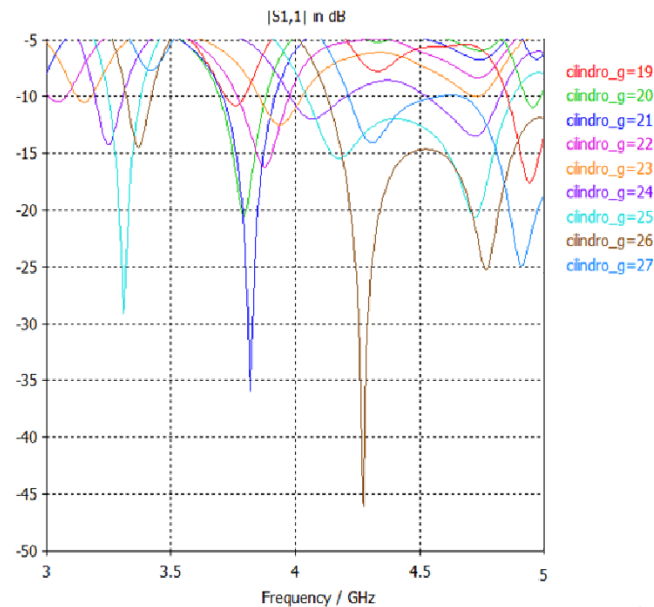


Figura 4. 5. Simulación de las sondas de la bocina del downlink en mm.

Conseguimos una mejor adaptación en la frecuencia de 3.91 GHz para valores comprendidos entre 22 y 23 mm (seleccionamos los 22 mm).

Como hemos visto antes, la estructura de la bocina del downlink no afecta a la radiación de la del uplink, luego la única modificación de la bocina pequeña viene dada por su longitud, la cual debemos expandir para poder alimentarla correctamente.

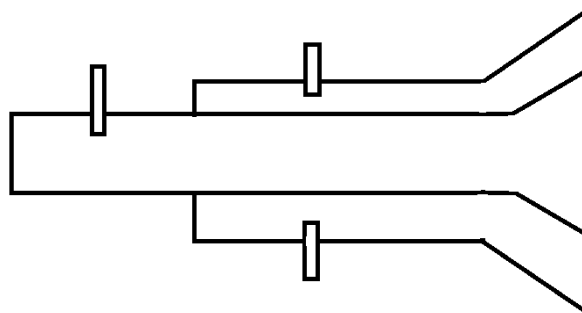


Figura 4. 6. Modelo de la alimentación de las bocinas.

A pesar de que consigue cumplir las especificaciones del uplink, la apertura de la bocina pequeña es muy ancha y entorpece a la banda inferior, luego cambiamos los parámetros del radio y longitud de la antena. Para ello, tomamos como partida valores obtenidos para un error de fase de $s = 1/8$, que con el mismo procedimiento que usamos para el $s = 3/8$ obtenemos:

$$(d_m/\lambda) \sin 64 = 1.07$$

$$d_m = 0.05838 \text{ m} \rightarrow b = 0.02919 \text{ m}$$

$$l_c = 0.06950 \text{ m}$$

Procedemos a maximizar las especificaciones de la antena modificamos l_c de la bocina pequeña para un radio $a = 30 \text{ mm}$.

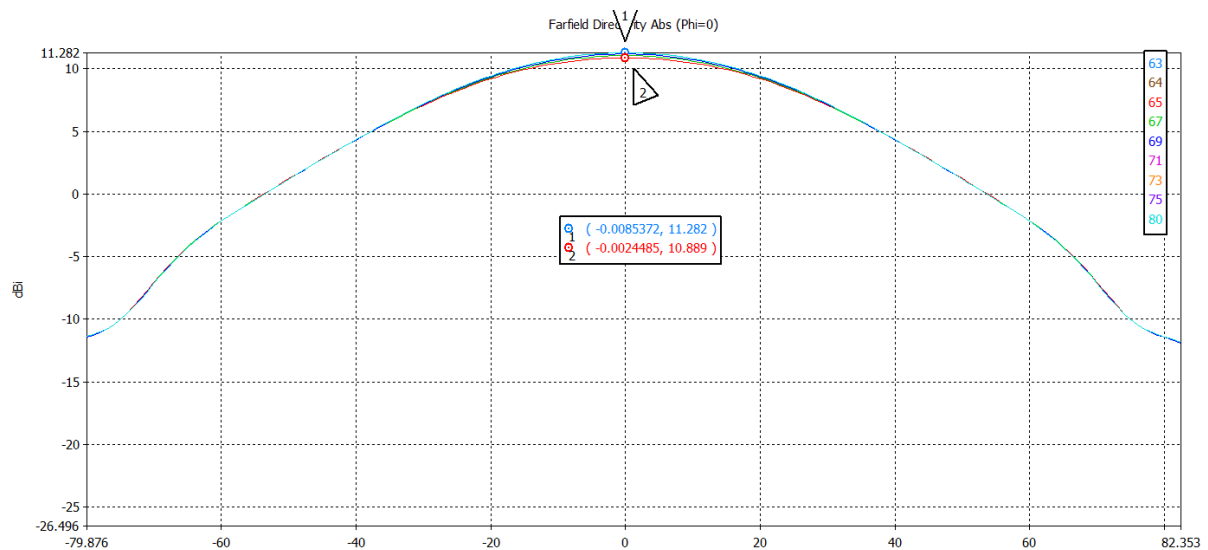


Figura 4. 7. Simulación del ancho de haz parametrizando l_c de la bocina del uplink en mm.

Observamos que la variación es prácticamente nula, si bien el ancho de haz es ligeramente superior para $l_c = 65 \text{ mm}$. Comprobamos como afecta esta modificación en ambas bandas, tanto en el uplink como en el downlink.

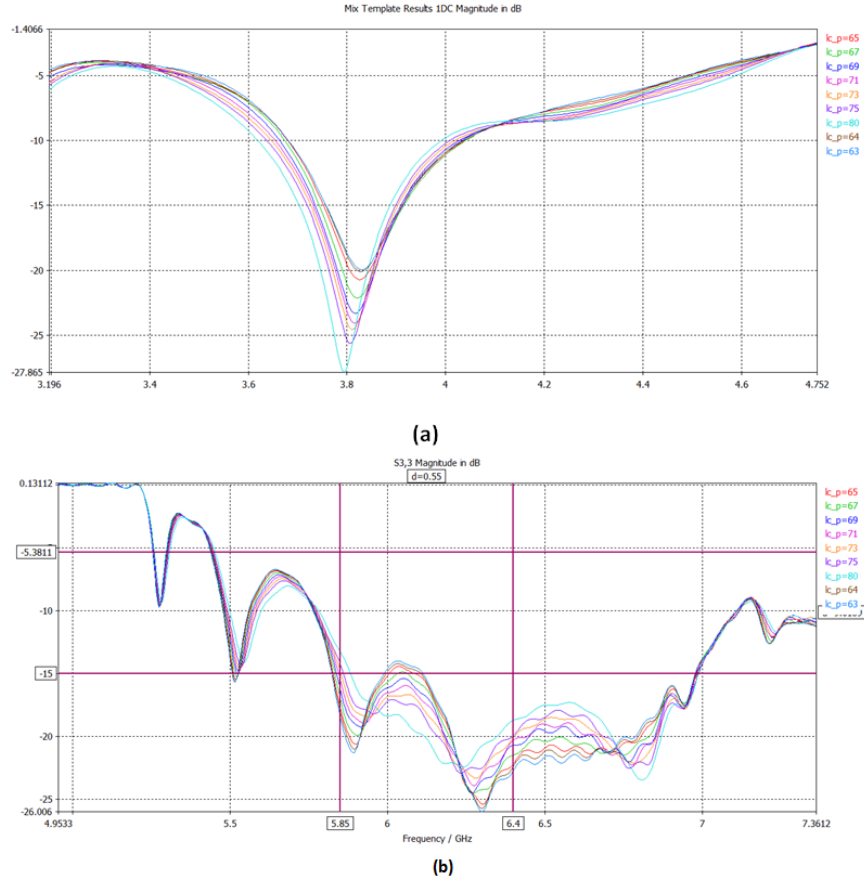
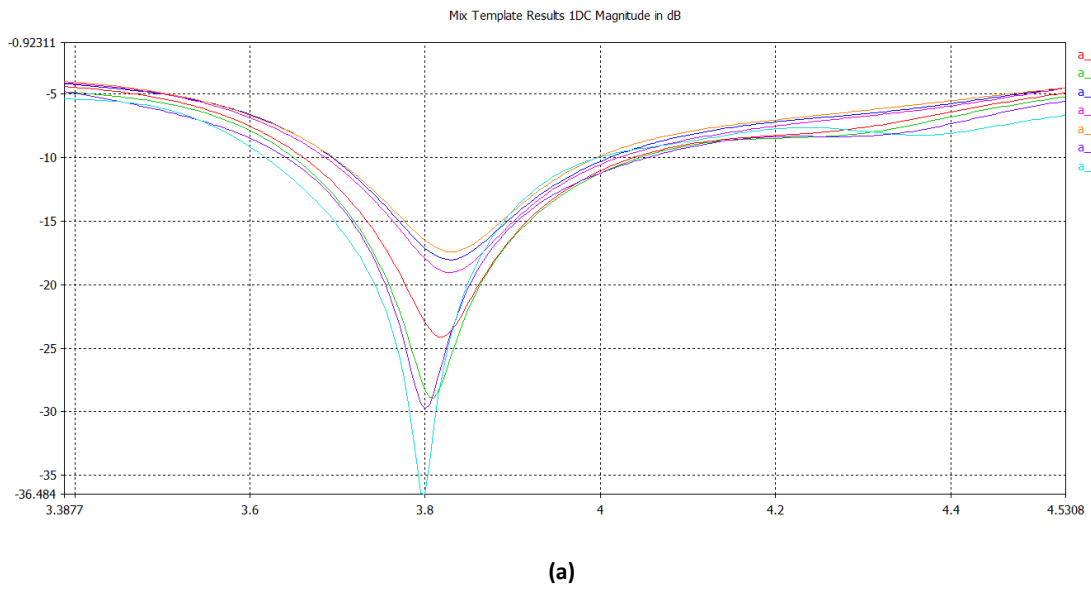
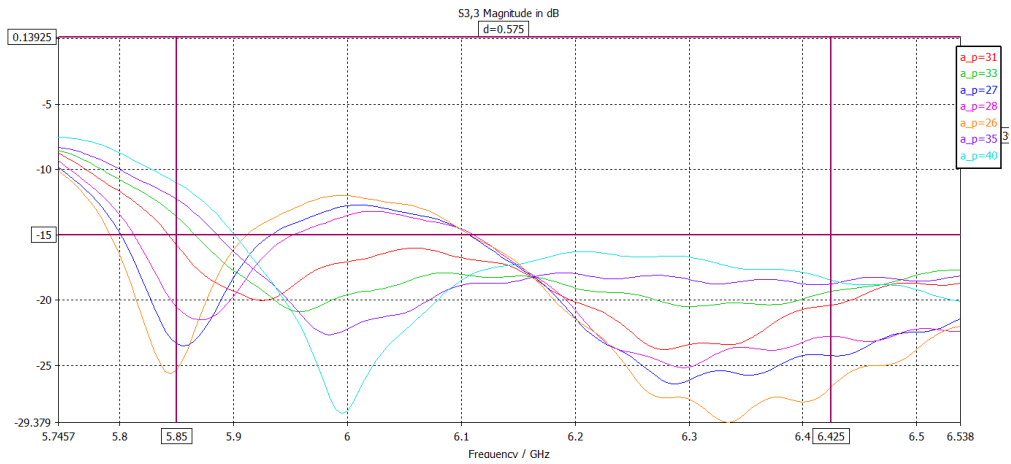


Figura 4. 8. Simulaciones del $|\Gamma_{in}|$ parametrizando el valor l_c de la bocina del uplink en mm para el downlink (a) y uplink (b).

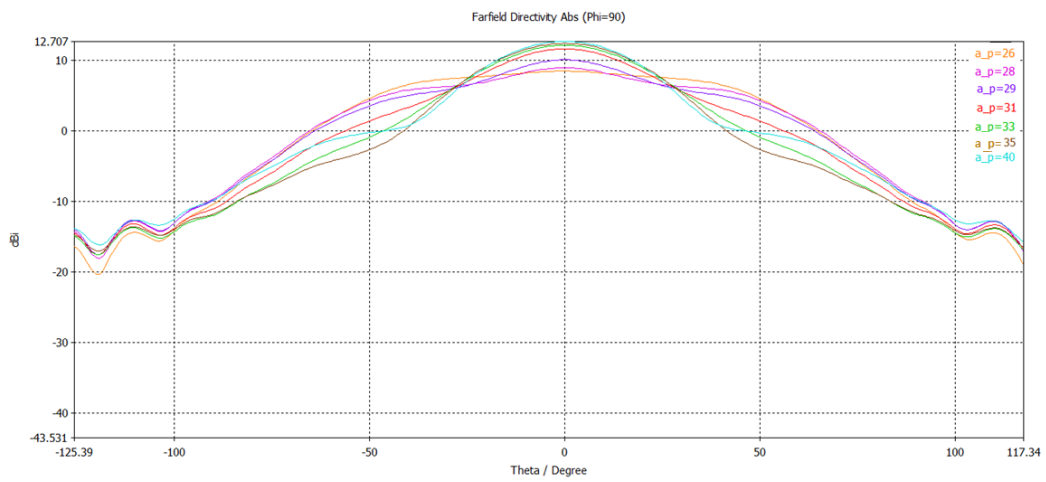
El valor más próximo a los 65 mm anteriores pero que cumple con la adaptación en uplink y no perjudica mucho el downlink es $l_c = 67$ mm.

para ese l_c , optimizamos el radio de la bocina pequeña:





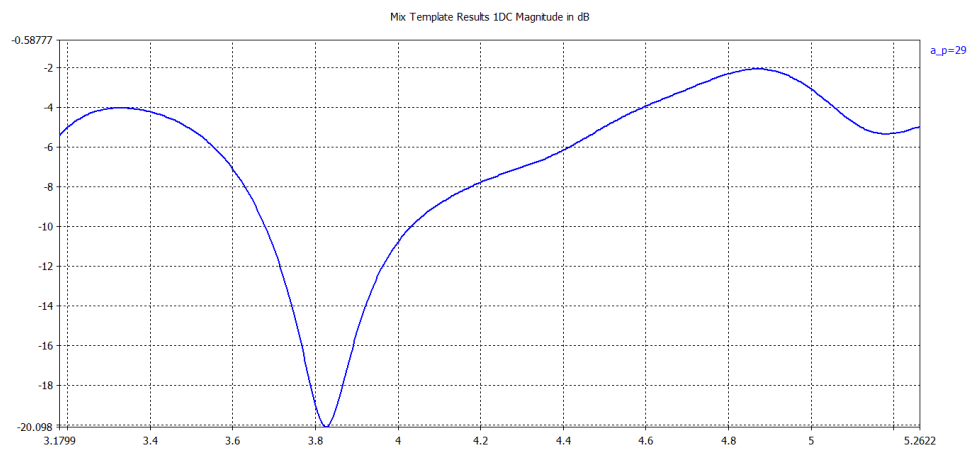
(b)



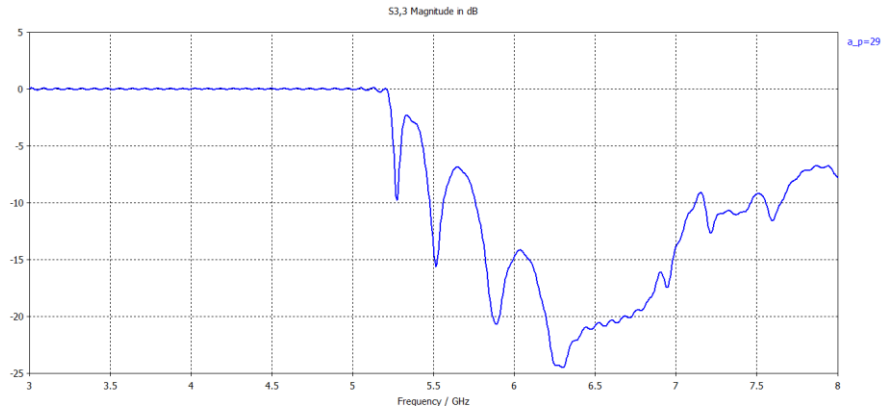
(c)

Figura 4. 9. Simulaciones para determinar el radio a de la bocina del uplink en mm. $|\Gamma_{in}|$ del downlink (a), $|\Gamma_{in}|$ del uplink (b) y ancho de haz de la bocina del uplink (c).

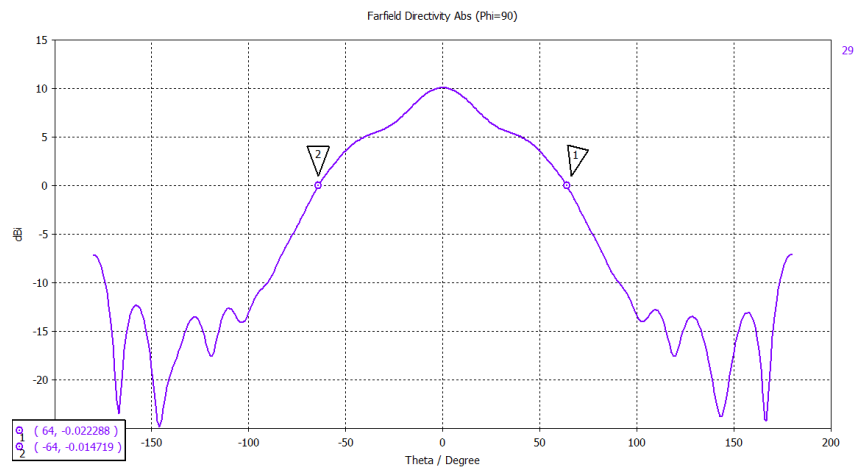
Para la adaptación resulta mejor cuanto más grande es, pero para el ancho de haz encontramos el óptimo entre 26 y 29, luego elegimos 29 mm.



(a)



(b)



(c)

Figura 4. 10. Simulaciones para radio $a=29$ mm. $|\Gamma_{in}|$ del downlink (a), $|\Gamma_{in}|$ del uplink (b) y ancho de haz de la bocina del uplink (c).

Seguimos optimizando el resto de parámetros que nos quedan:

-La penetración de la sonda (solo afecta a la adaptación en el uplink), de la que nos quedamos con una distancia de 7.2 mm respecto del centro:

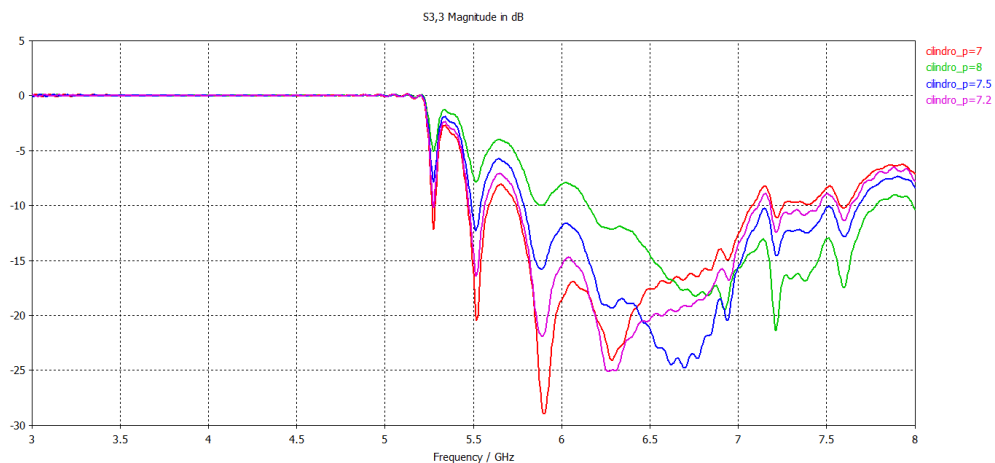


Figura 4. 11. Simulación de la distancia de la sonda del conductor interno al centro de la bocina en mm.

-La longitud de la guía: no afecta a adaptación y ligeramente a ancho de haz. Elegimos la que mejor nos conviene, siendo 170 mm.

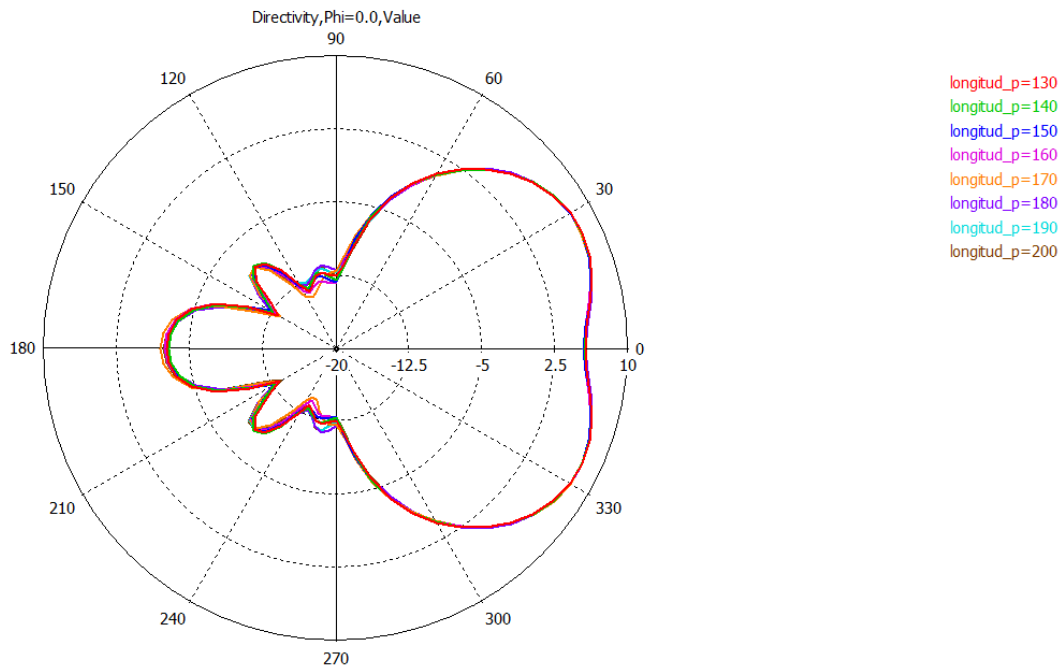


Figura 4. 12. Simulación de la longitud del conductor interno del coaxial en mm.

-Distancia de la sonda respecto el final de la guía.

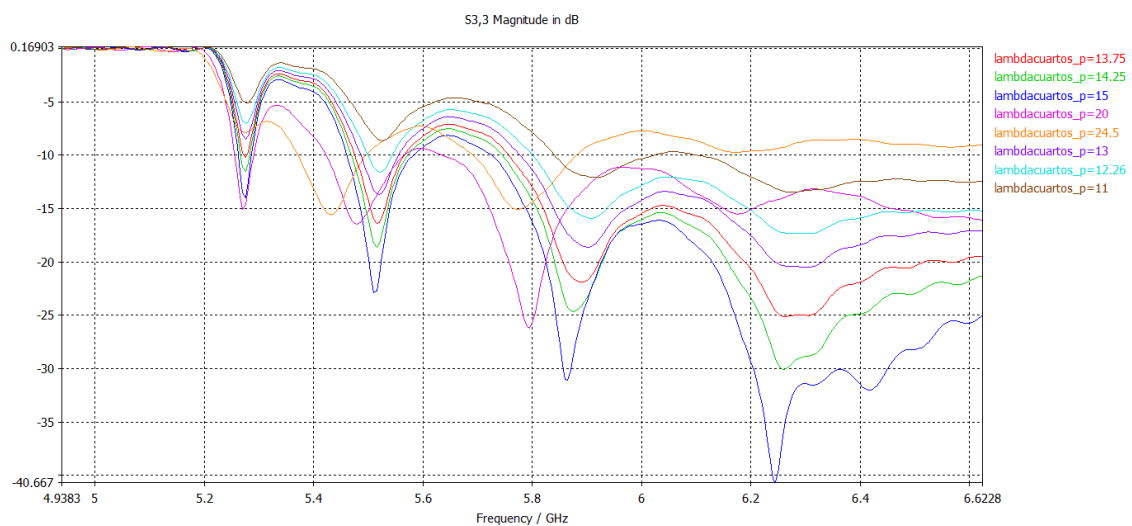


Figura 4. 13. Simulación de la distancia de la sonda al final de la guía, en mm.

Solo afecta a la adaptación en la banda superior, luego elegimos un valor entre 13.75 y 15 mm (14 mm).

En cuanto al tamaño de la guía, este determina la adaptación de la bocina pequeña, no podemos hacer muchos cambios al respecto. Probamos diferentes medidas para ver los valores de $|\Gamma_{in}|$ en torno a 18.54 mm. Vemos que al aumentar el tamaño la frecuencia central se desplaza hacia la izquierda en ambas bandas.

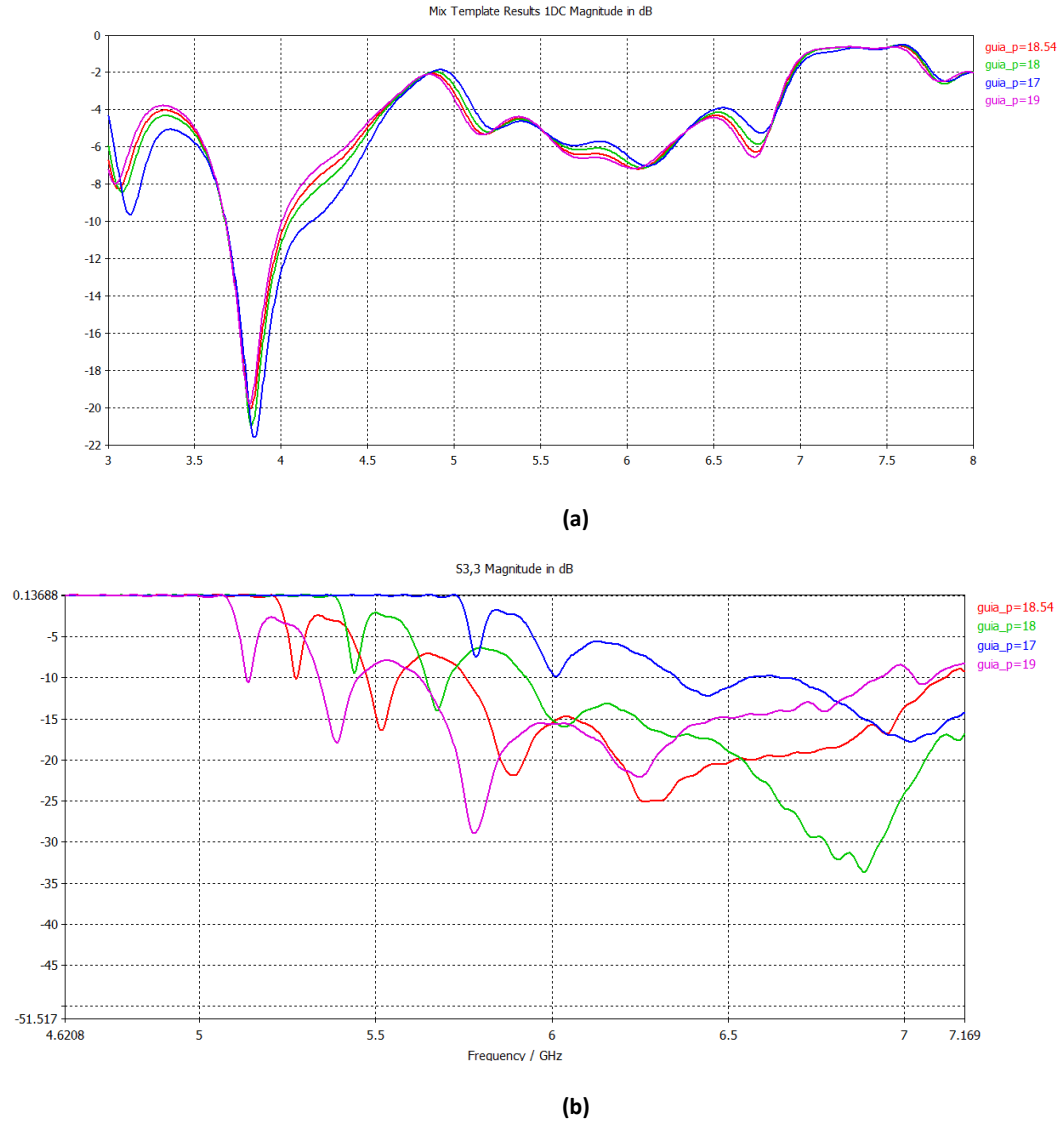
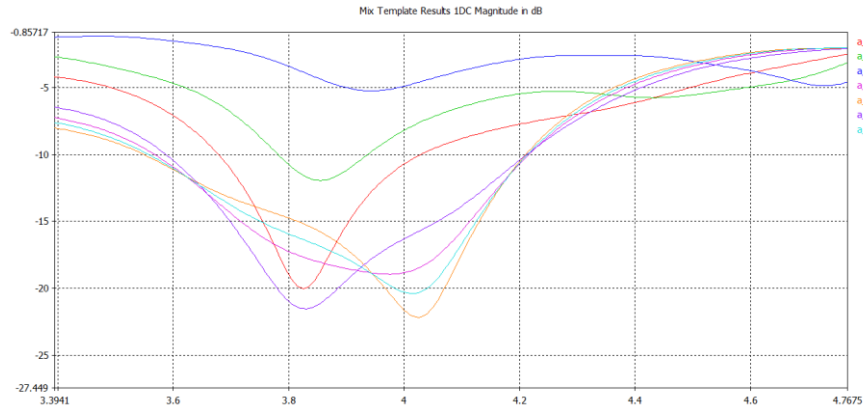


Figura 4. 14. Simulaciones del tamaño de la guía del uplink en mm. $|\Gamma_{in}|$ en downlink (a) y uplink (b).

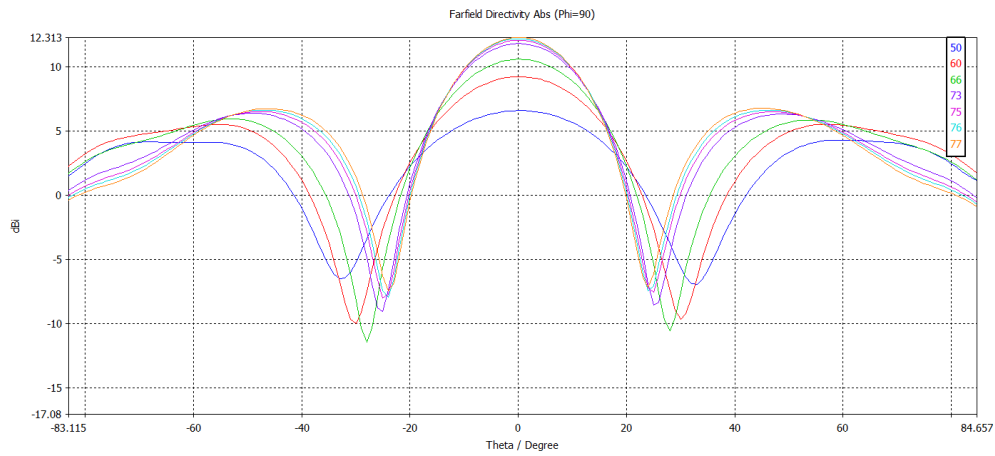
Mantenemos los 18.54 mm y con esto terminamos los cambios en la bocina pequeña.

Como en el caso de la bocina pequeña, el diseño deja la apertura de la bocina muy abierta. Además, si simulamos vemos que nos falla tanto el ancho de haz como el ancho de banda. Comenzamos con una bocina grande por defecto de $l_{c,g} = 118.6$ mm y $b = 66$ mm, valores elegidos para que los lados de la bocina grande sean paralelos a los de la pequeña.

A partir de ahí, el primer paso es conseguir los mejores valores para b y l_{c_g} . Comenzamos con b , y con las simulaciones (donde se denomina a_g) obtenemos:



(a)

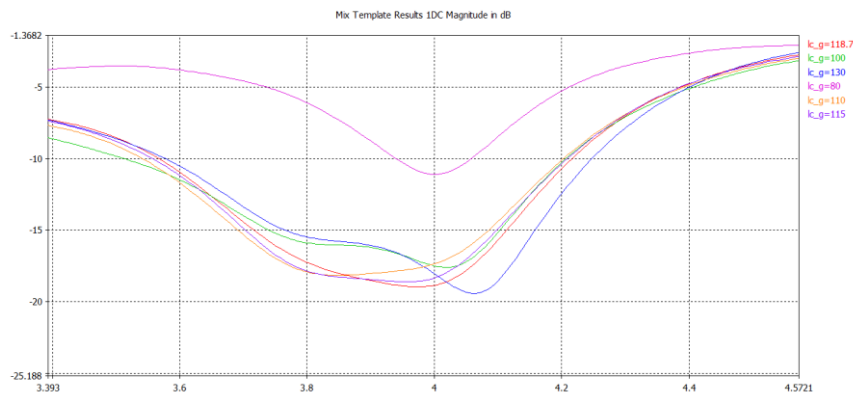


(b)

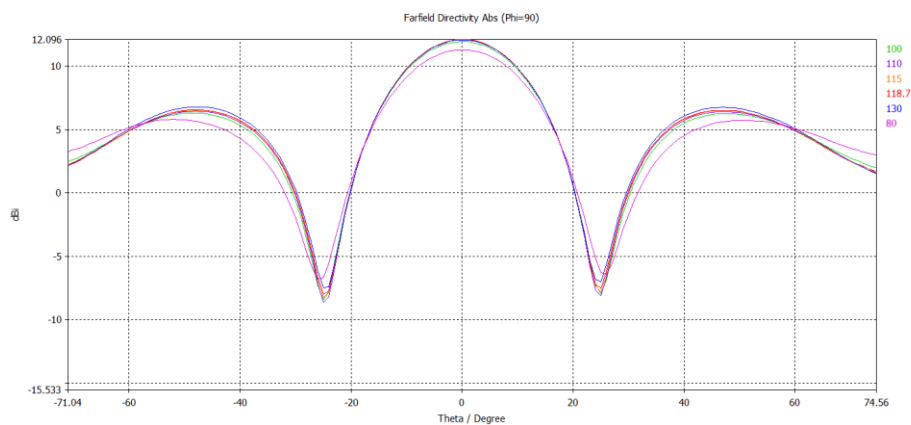
Figura 4. 15. Simulaciones del radio de la bocina del downlink en mm. $|\Gamma_{in}|$ en downlink (a) y su ancho de haz (b).

Podemos observar que ninguno consigue un ancho de haz aceptable, pero que en adaptación el valor que más se acerca es 75 mm.

Pasamos ahora a la otra variable importante, l_{c_g} :



(a)



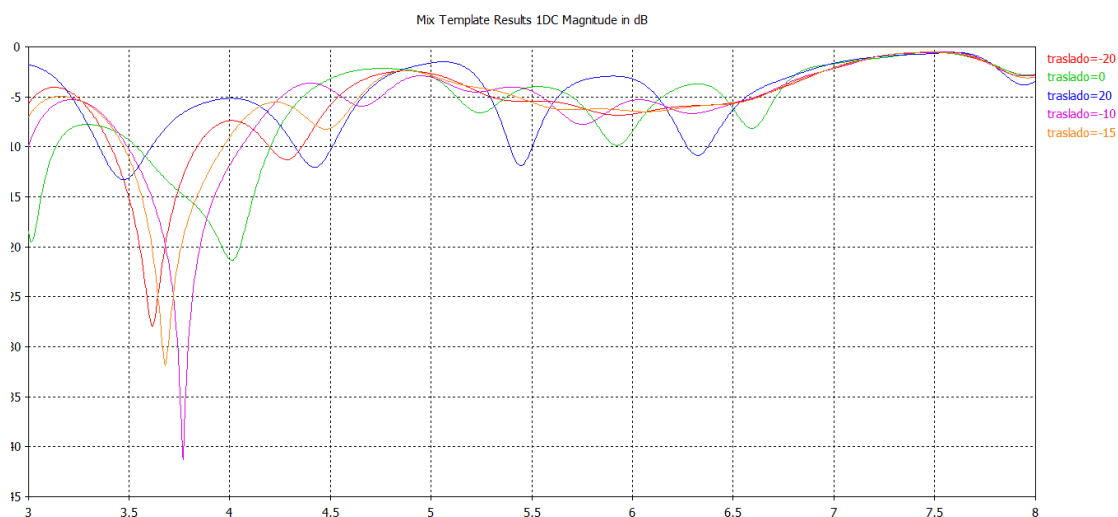
(b)

Figura 4. 16. Simulaciones del I_{c_g} de la bocina del downlink en mm. $|I_{in}|$ en downlink (a) y su ancho de haz (b).

Seguimos lejos del ancho de haz que deseamos, pero el valor con mejor adaptación es entre 110 y 120 mm. Escogemos el punto intermedio 115 mm.

Vemos que estamos muy lejos del ancho de haz de 128 dB, y el resto de variables disponibles no consiguen cambios tan bruscos en él. Sin embargo, tenemos un nuevo parámetro de diseño, la distancia entre ambas bocinas respecto z (estando ambas orientadas hacia esa dirección). Así, la bocina pequeña puede sobresalir de la grande o a la inversa.

Los mejores resultados los obtenemos cuando la pequeña sobresale respecto la grande:



(a)

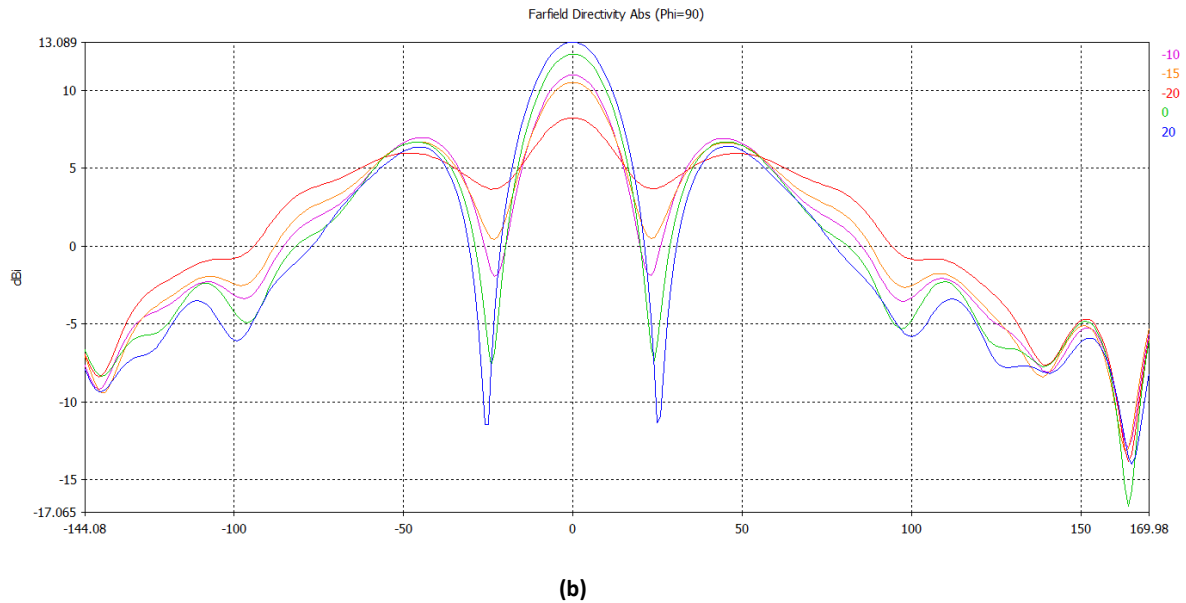


Figura 4. 17. Simulaciones de la penetración de la bocina del uplink sobre la del downlink en mm (+ si sobresale). $|\Gamma_{in}|$ en downlink (a) y su ancho de haz (b).

Llega un momento en el que el mínimo entre el lóbulo principal y los dos secundarios no llega a bajar de 10 dB, luego se puede considerar como un solo lóbulo, consiguiendo un mayor ancho de haz a 10 dB.

Ninguna de las soluciones consigue mejorar lo suficiente el ancho de haz, en el que aparecen dos nulos a unos 25-30° de $\theta = 0^\circ$ independientemente de los parámetros.

Esto es debido a las limitaciones de la antena. Debido al poco margen que hay entre las dos bandas de frecuencia, el tamaño de las guías está comprendido entre unos límites en los que es imposible conseguir ambos el ancho de haz y la adaptación. Debido a esto se procederá a intentar cumplir con las especificaciones lo máximo posible.

Todas las medidas tomadas las trasladamos al diseño con polarización circular, donde mostraremos los resultados de ancho de haz y adaptación.

4.2. Diseño bocinas alimentadas con guía coaxial con polarización circular

Pasamos a diseñar la antena en polarización circular con los últimos valores de los parámetros, con la excepción de la distancia entre ambas bocinas, añadiendo dos nuevas sondas en el caso de la guía grande y una sola en el de la pequeña con el fin de conseguir la polarización circular (capítulo 2.6).

En estas simulaciones seguimos observando esos primeros nulos, pero en este caso son mucho menos profundos y no bajan de los 10 dB. Modificando ligeramente la antena conseguimos un prototipo inicial:

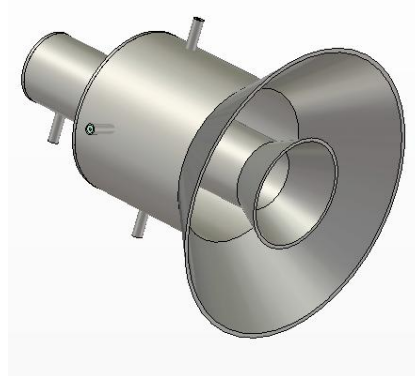
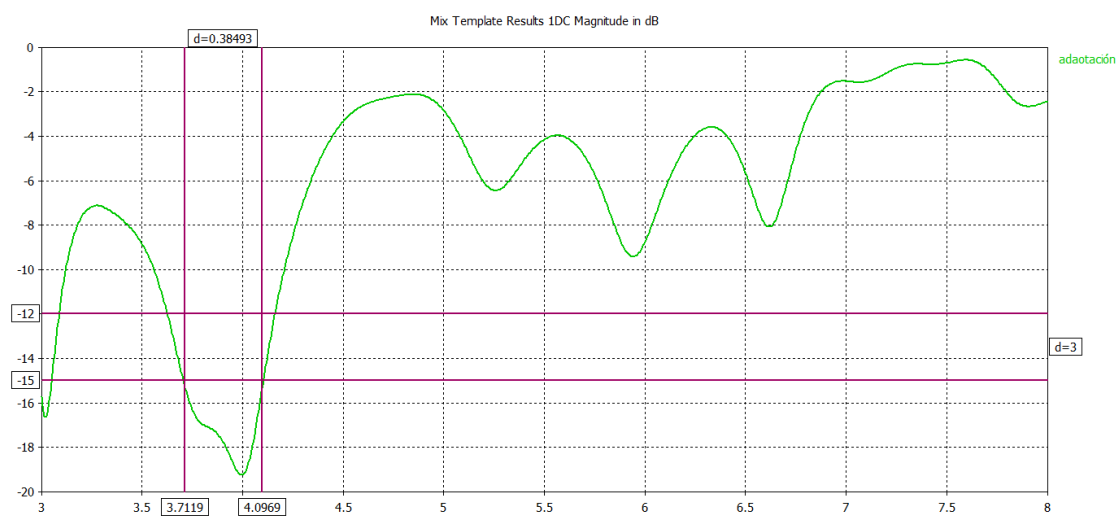
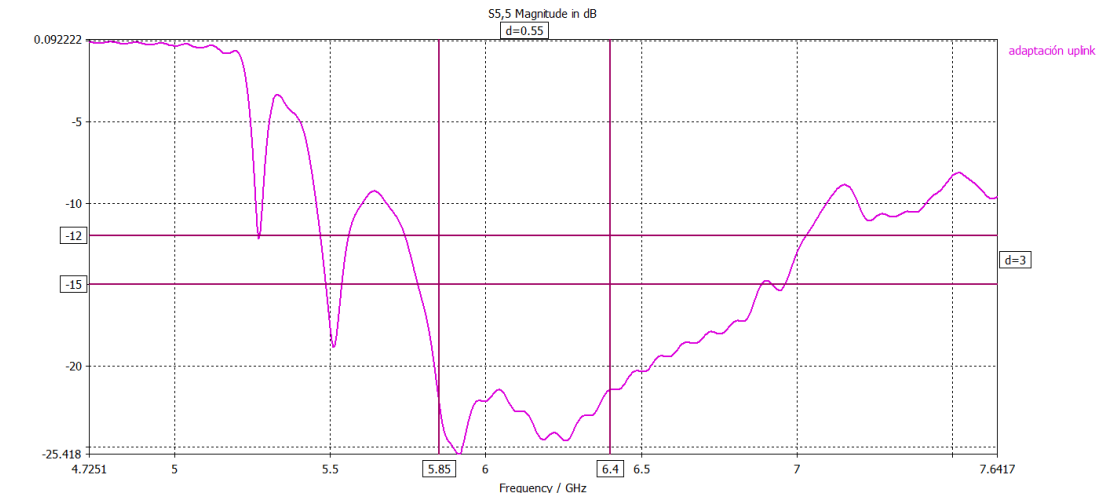


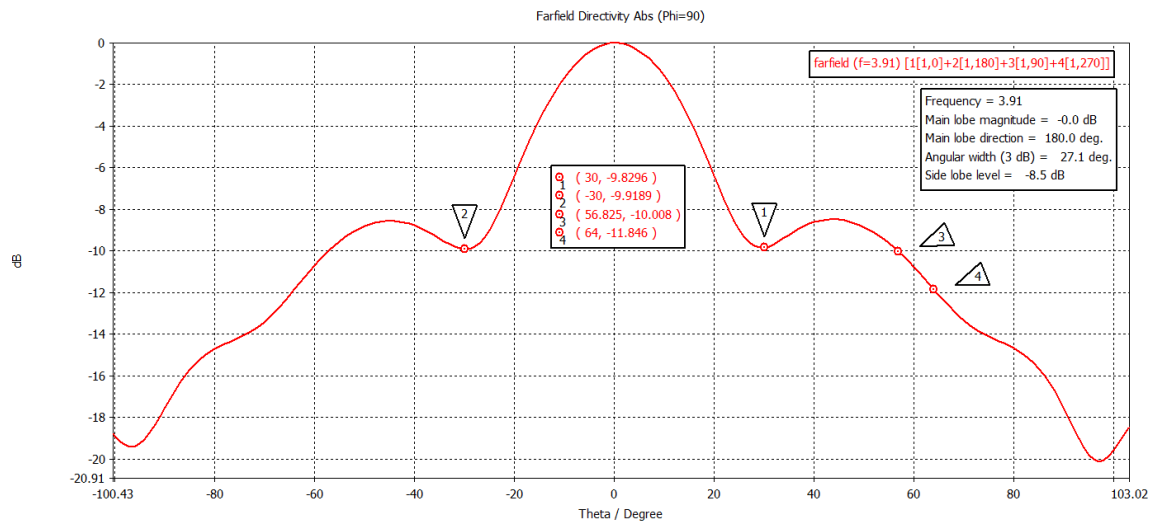
Figura 4. 18. Prototipo de la antena alimentada con guía coaxial y polarización circular.



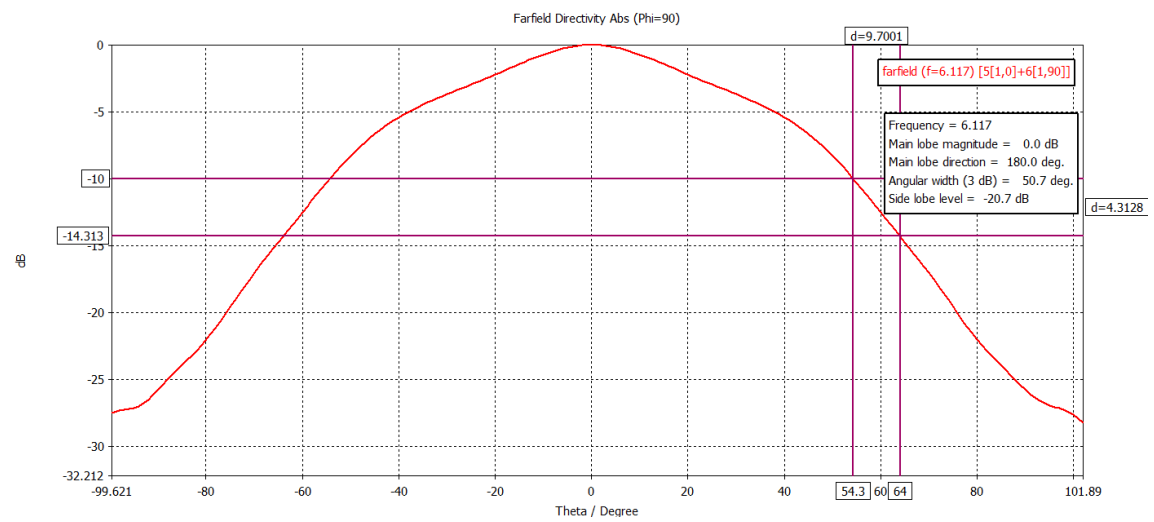
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4. 19. Simulaciones del prototipo inicial de la bocina con guía coaxial y polarización circular. $|\Gamma_{in}|$ en downlink (a) y uplink (b). Ancho de haz normalizado en downlink (c) y uplink (d).

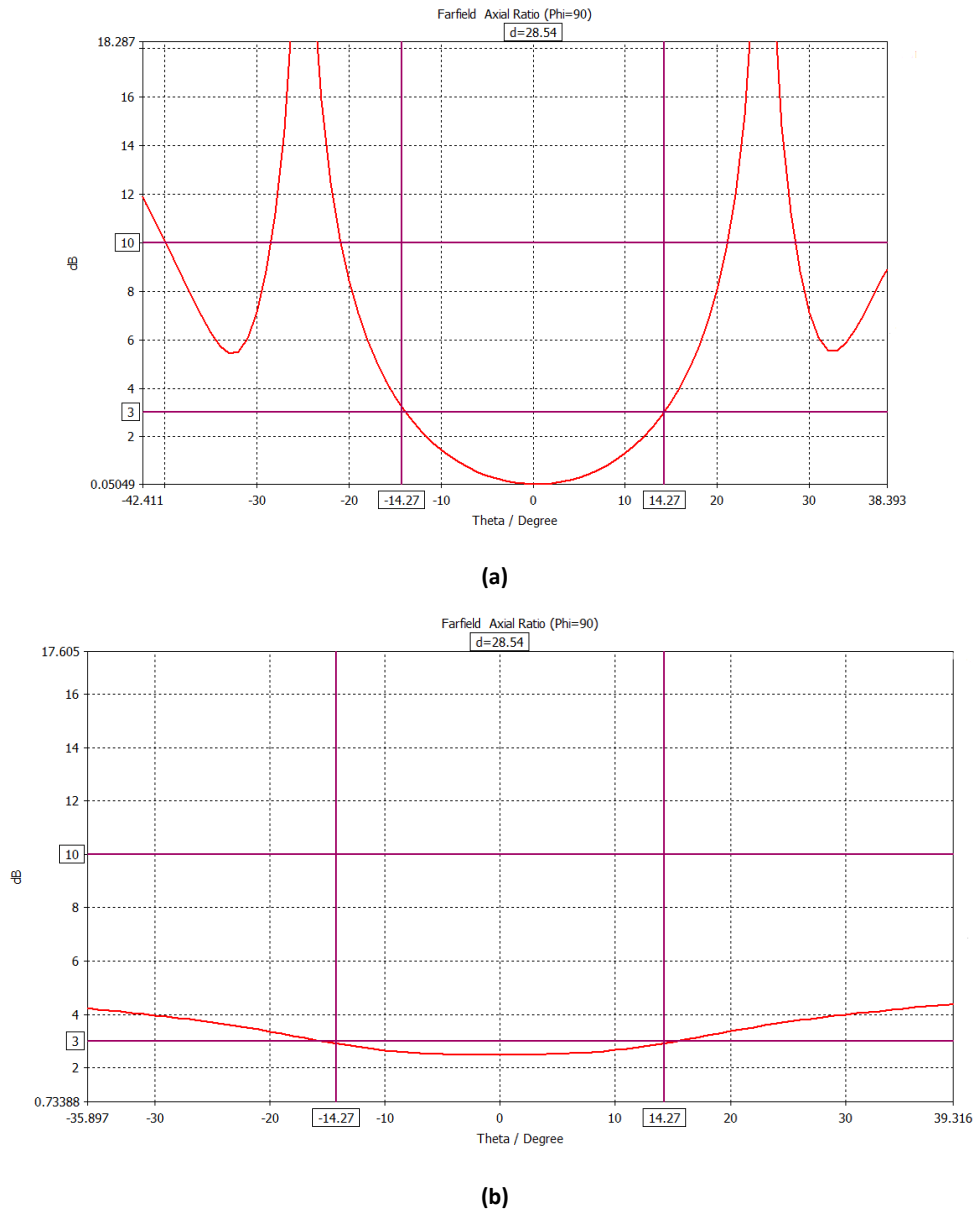
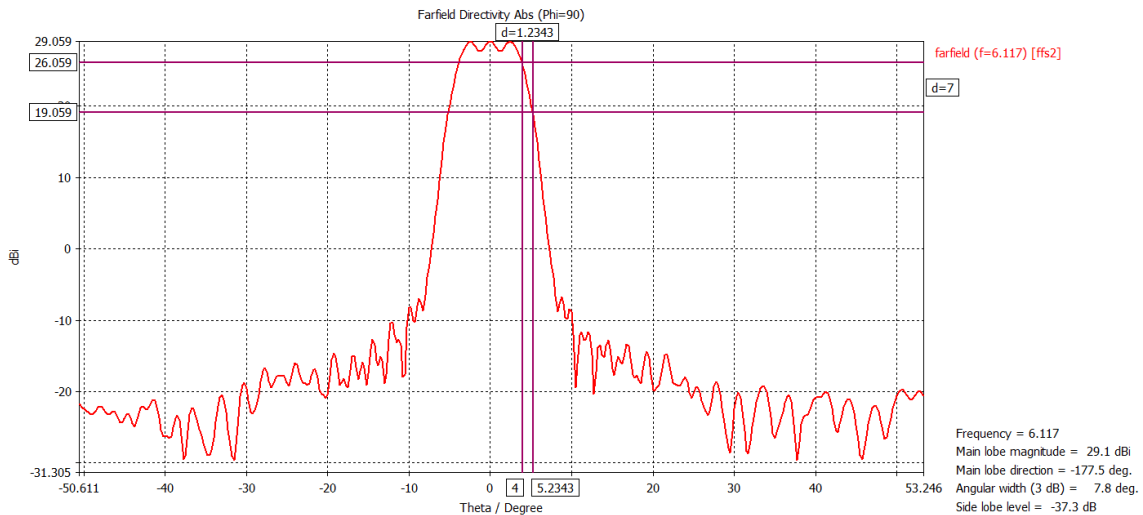


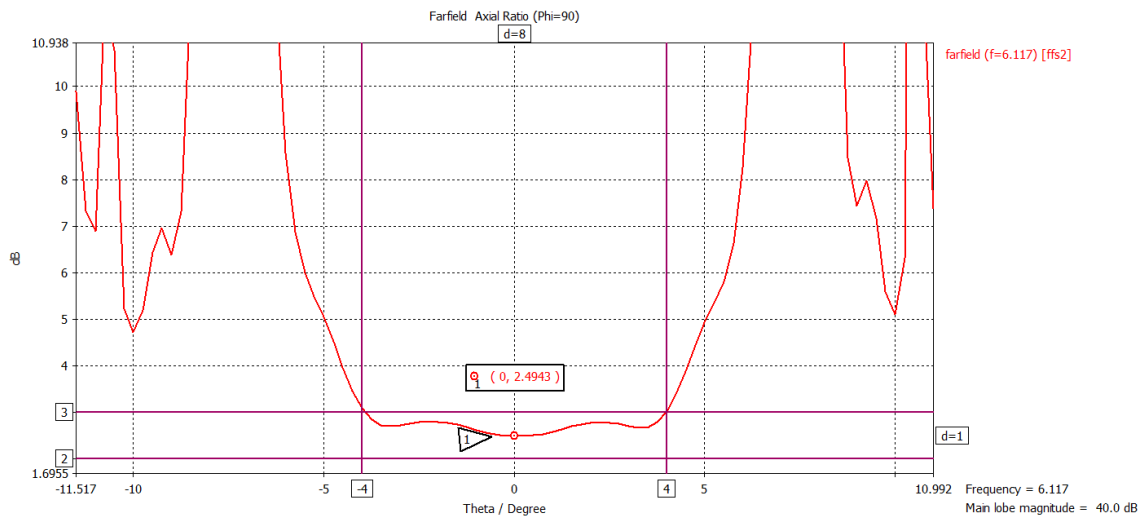
Figura 4. 20. Simulaciones del prototipo inicial de la bocina con guía coaxial y polarización circular. Axial ratio del downlink (a) y del uplink (b).

Nos encontramos que el $|Γ_{in}|$ del downlink no consigue los 15 dB para toda la banda, si bien lo logra para los 10 dB y se encuentra bien adaptado para la frecuencia central. Tampoco se consiguen los 128° de ancho de haz para ninguna de las bocinas, alcanzando 120° para la grande y sólo 110° para la pequeña. Para esta última sí que podríamos conseguir el ancho de haz deseado, pero viene restringido porque afecta a los primeros nulos de la bocina grande, los cuales si queremos que se mantengan en esos 10 dB requieren de unas medidas concretas para la bocina pequeña.

A pesar de esas limitaciones en el ancho de haz, este sigue siendo lo suficientemente grande como para poder alimentar correctamente al reflector sin problemas (simplemente se desperdicia parte de su superficie, reduciendo el área iluminada y, con ello, la directividad total que obtenemos).



(a)



(b)

Figura 4. 22. Simulaciones del prototipo inicial del reflector de la bocina con guía coaxial y polarización circular. Ancho de haz del uplink (a) y su axial ratio (b).

En el caso del uplink, se obtiene un diagrama de radiación peor que en el caso del downlink, con más de 3º de semihaz además de aparecer irregularidades a lo largo del diagrama de radiación, lo que se traduce en una directividad de 29.04 dBi, muy inferior a los 41 dB que conseguíamos con la bocina por separado e insuficiente para construir la antena. Además hay que añadir el pobre axial ratio, que se mantiene en los 3 dB constante en toda la zona de radiación.

Analizando los resultados, los problemas que encontramos son esos nulos que aparecen en ambos anchos de haz provocados por los propios nulos de la bocina, el pobre axial ratio de la bocina pequeña y una directividad relativamente pequeña para un reflector, al no alcanzar los 30 dB.

El último problema nos viene dado cuando alimentamos ambas bocinas a la vez. Mientras que como la bocina pequeña tiene la frecuencia de corte alta, esta no influye en la banda de la grande, mientras que la grande sí que influye en la frecuencia superior, modificando el ancho de haz del uplink cuando se alimentan todos los puertos, como observamos en la figura [4.23].

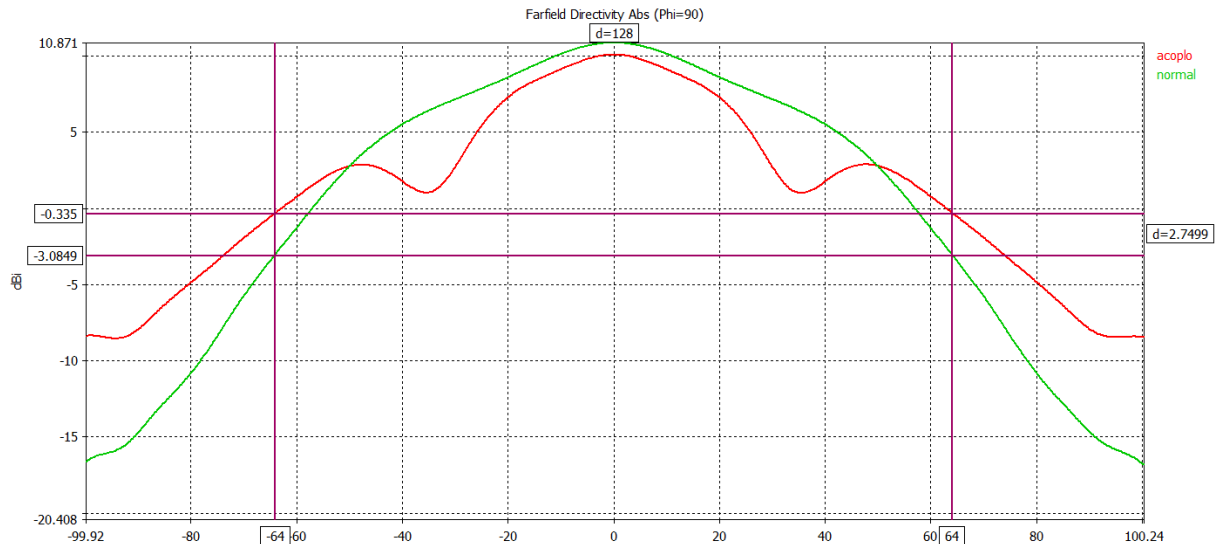


Figura 4. 23. Ancho de haz de la bocina del uplink cuando alimentamos también los puertos del downlink.

El acoplo de la bocina del downlink afecta a la del uplink generando unos nulos similares a los de la banda inferior.

En resumen, nos encontramos con los siguientes problemas:

1. No se llegan a cumplir las especificaciones de 128° de ancho de haz en ninguna de las bandas ni la de adaptación en la inferior.
2. La polarización circular de la bocina del uplink es nula.
3. Los nulos que aparecen en el ancho de haz de la bocina del downlink. Estos nulos son provocados por la configuración del coaxial conectado a las dos bocinas, que provocan sendos lóbulos secundarios que afectan al diagrama de radiación del downlink [17].
4. La directividad de la bocina del uplink, con irregularidades que aparecen en el ancho de haz del reflector.
5. El acoplo de la bocina del downlink en la banda superior.

4.3. Pruebas, mejoras y diseño final de las bocinas alimentadas con guía coaxial

De los problemas mencionados al final del apartado anterior, el primero, que hace referencia a las especificaciones, se encuentra limitado por la relación entre los radios de la guía coaxial, como vimos en el apartado 2.6, por lo que sólo aspiramos a mejorarlos lo máximo posible, sin poder conseguir esos requisitos máximos. Sin embargo, los resultados que obtenemos con el prototipo inicial son bastante buenos y próximos, con una buena adaptación en torno a la f_c - donde solo se pierden los 15 dB de adaptación en los límites del downlink - y unos anchos de haz que permiten alimentar el reflector correctamente.

Para mejorar el axial ratio de la bocina pequeña y con él la polarización circular (problema 2) optamos por la misma solución llevada a cabo en las bocinas individuales, alimentándolo con 4 sondas en vez de con 2, de modo que pasa a tener la misma alimentación que la bocina grande y consiguiendo un modo más puro.

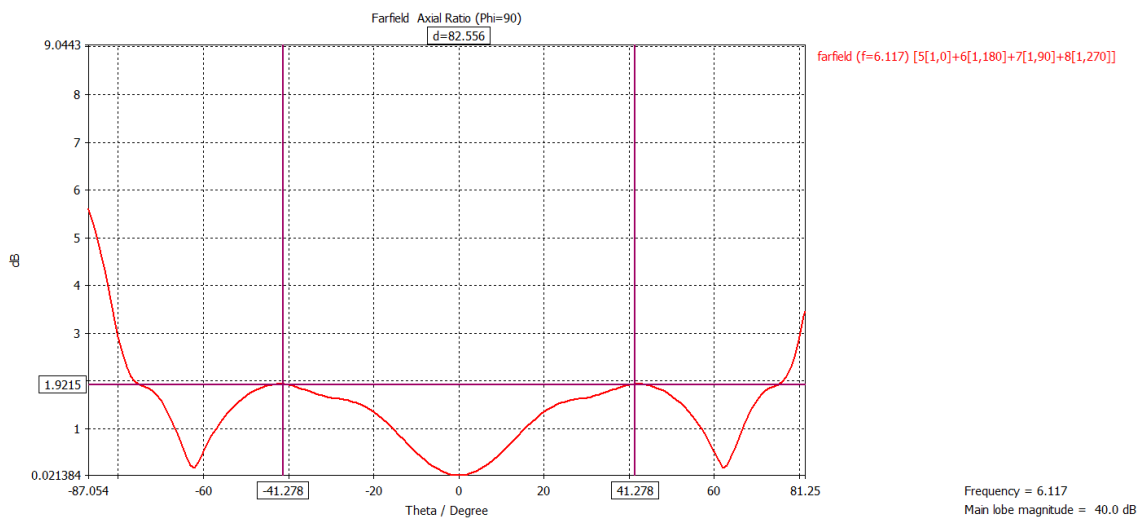


Figura 4. 24. Axial ratio de la bocina del uplink de la guía coaxial cuando está alimentada con 4 sondas.

Conseguimos mejorar considerablemente el axial ratio, que es de 0 dB en la zona próxima a $\theta=0^\circ$ y que no llega a superar los 2 dB cuando nos alejamos, con lo que conseguimos la polarización circular en la banda superior.

Sin embargo, al añadir dos sondas a la alimentación de la bocina pequeña provocamos que la adaptación sea dada por un coeficiente de reflexión $\Gamma = |S_{11}-S_{12}|$.

De esta forma, si mantenemos el valor de los parámetros de la antena pequeña su BW resulta bastante bajo, como podemos observar en la figura [4.25].

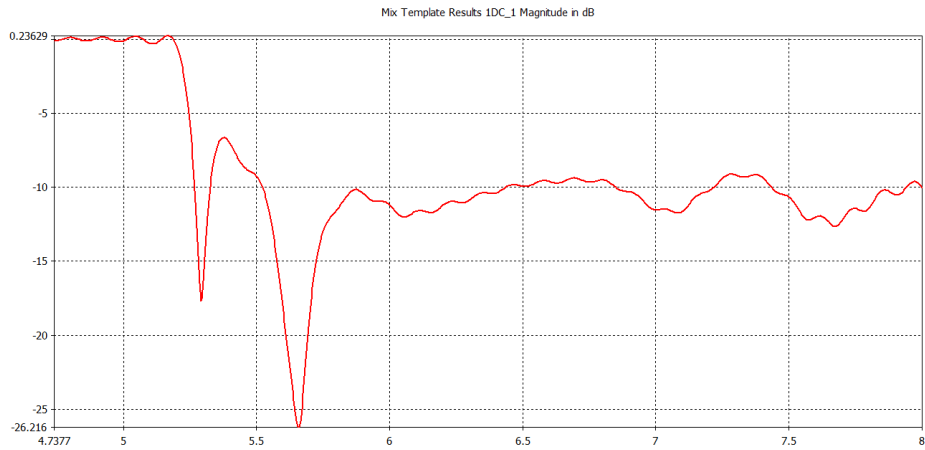
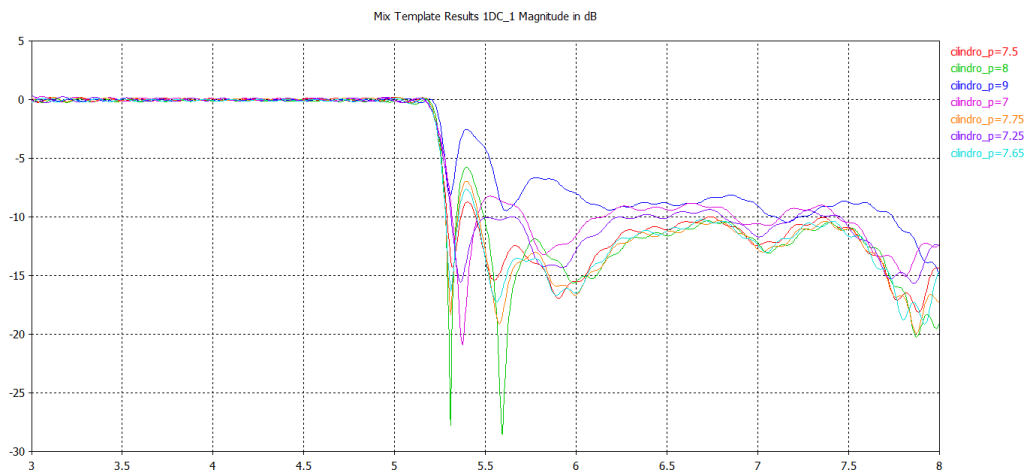


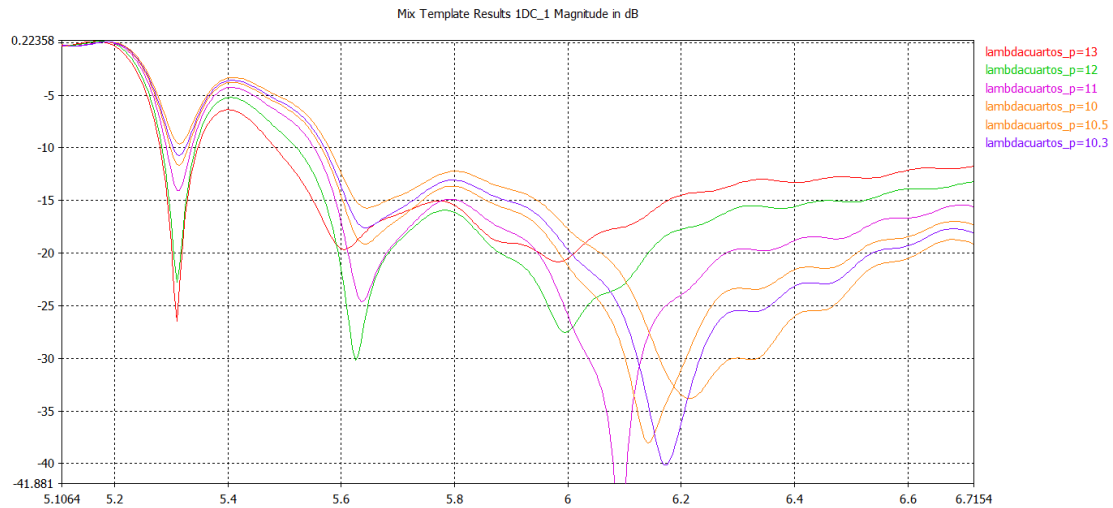
Figura 4. 25. $|\Gamma_{in}|$ del uplink del prototipo inicial tras alimentar la bocina pequeña con 4 sondas.

Si queremos mejorar el BW será necesario modificar los parámetros de la antena. Aprovechamos esto para enfrentarnos a los problemas 3 y 4. En cuanto al problema de los nulos que aparecen en el ancho de haz del downlink, estos son inevitables, luego la única mejora posible es mantenerlos en un límite superior a los 10 dB (normalizado) para que no influya en el ancho de haz a 10 dB. En cuanto a los problemas de ancho de banda y de haz, se procederá a maximizar sus valores modificando ligeramente los parámetros de diseño de la antena, lo que se puede observar en las siguientes figuras [4.26-4.27].

Tras añadir dos sondas a la alimentación de la bocina pequeña, los parámetros que más van a variar respecto al prototipo anterior serán los directamente relacionados con las sondas: su profundidad y la distancia al final de la bocina, cuyas medidas que maximizan nuestras prestaciones pueden haberse movido considerablemente, por lo que pasamos a encontrar sus valores ideales, teniendo en cuenta que no afectan al ancho de haz y que solo intervienen en el BW del uplink.



(a)



(b)

Figura 4. 26. Simulaciones de los parámetros de las sondas de la bocina del uplink con 4 sondas en mm. Su profundidad (a) y su distancia al final de la bocina (b).

Encontramos los valores óptimos para una distancia respecto del centro de la bocina de 7.65 mm y respecto al final de esta de 10.5 mm. Con estos resultados conseguimos que se cumpla el BW del uplink que era el problema que nos había surgido con la nueva alimentación. El resto de parámetros que vamos a modificar van a ser para mejorar lo máximo posible nuestra antena, tanto en ancho de banda como en ancho de haz.

Procedemos primero con los radios de la guía coaxial. El radio menor afecta a la adaptación de la banda superior, donde prácticamente no interviene la bocina grande y prácticamente podemos aproximar a la bocina pequeña del capítulo 3. Como en todos los diseños anteriores, se mantendrá el valor de $a = 18.54$ mm, que consigue la mejor adaptación. En el caso del radio mayor vemos (figura [4.27]) que se puede optimizar ligeramente.

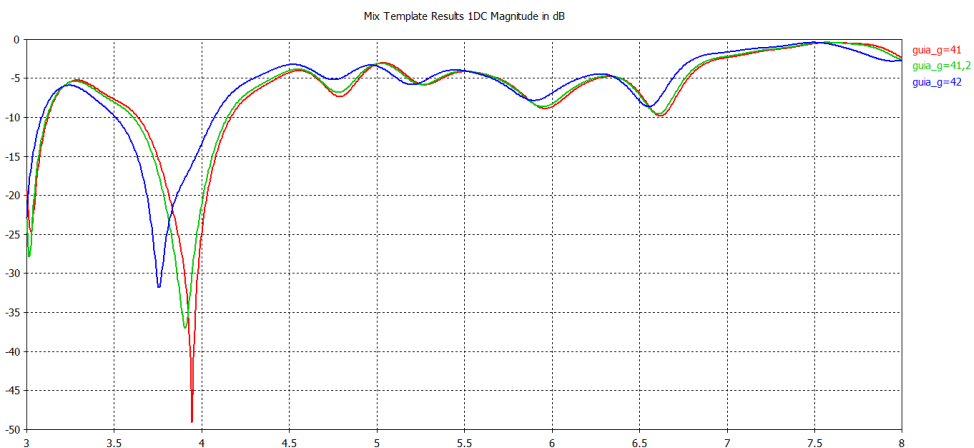
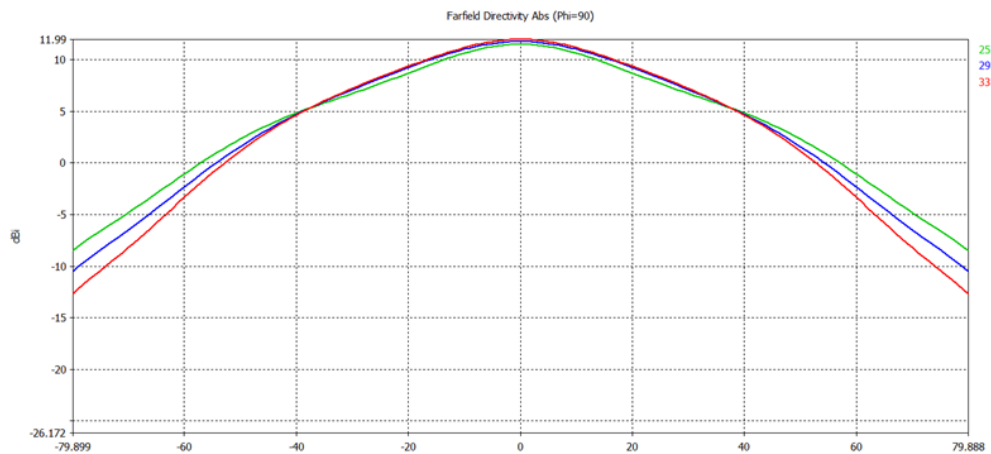


Figura 4. 27. Simulaciones del radio mayor de la guía coaxial en mm para el diseño final de la antena.

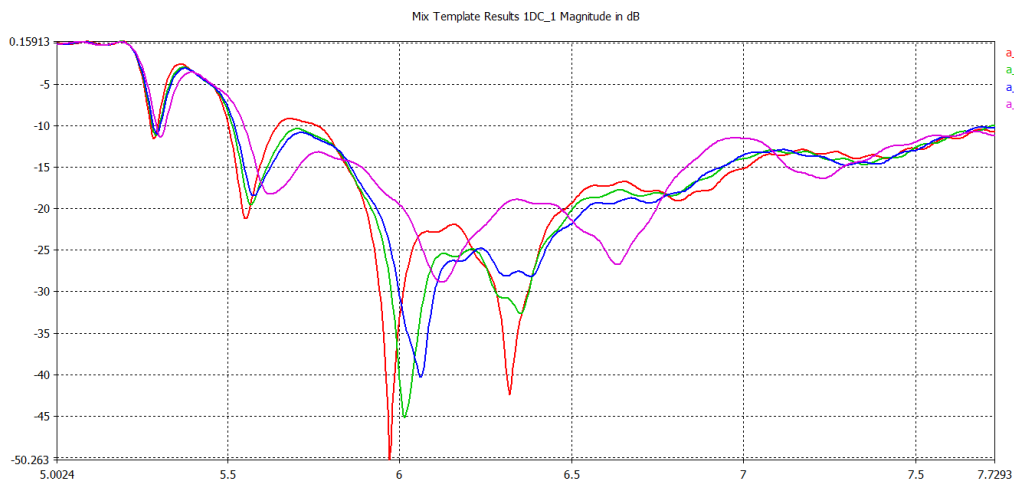
Conseguimos la mayor eficiencia para un $b = 41.2$ mm (respecto a los 42 mm del prototipo inicial), en el que conseguimos centrar la adaptación en la $f_c = 3.91$ GHz .

las siguientes medidas más importantes son las dimensiones de las propias bocinas. De las 4 que encontramos (el radio y la longitud para cada bocina) la única en la que tenemos mayor libertad es en el radio de la bocina pequeña, y esta libertad se encuentra limitada entre aproximadamente 25 y 35 mm, ya que para otros valores del radio a o del resto de los parámetros nos encontramos con que los nulos que aparecen en el ancho de haz del downlink superan los 10 dB de diferencia, lo que nos daría un ancho de haz muy estrecho e insuficiente.

En las simulaciones del radio de la bocina pequeña observamos que cuanto más pequeña mejor es el ancho de haz, luego elegimos el límite de los 25 mm, respecto a los 29 mm del diseño anterior.



(a)



(b)

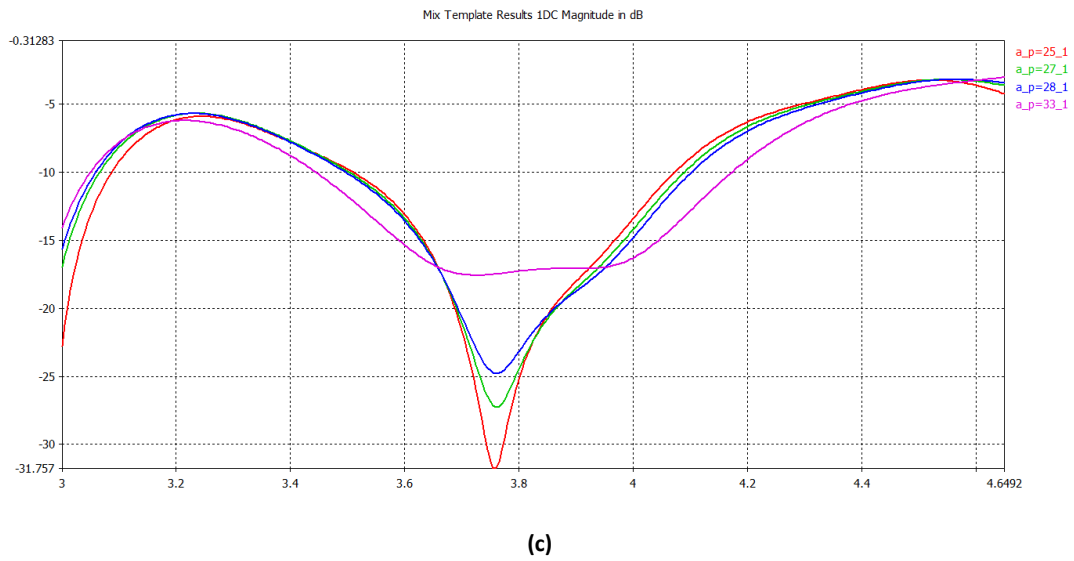
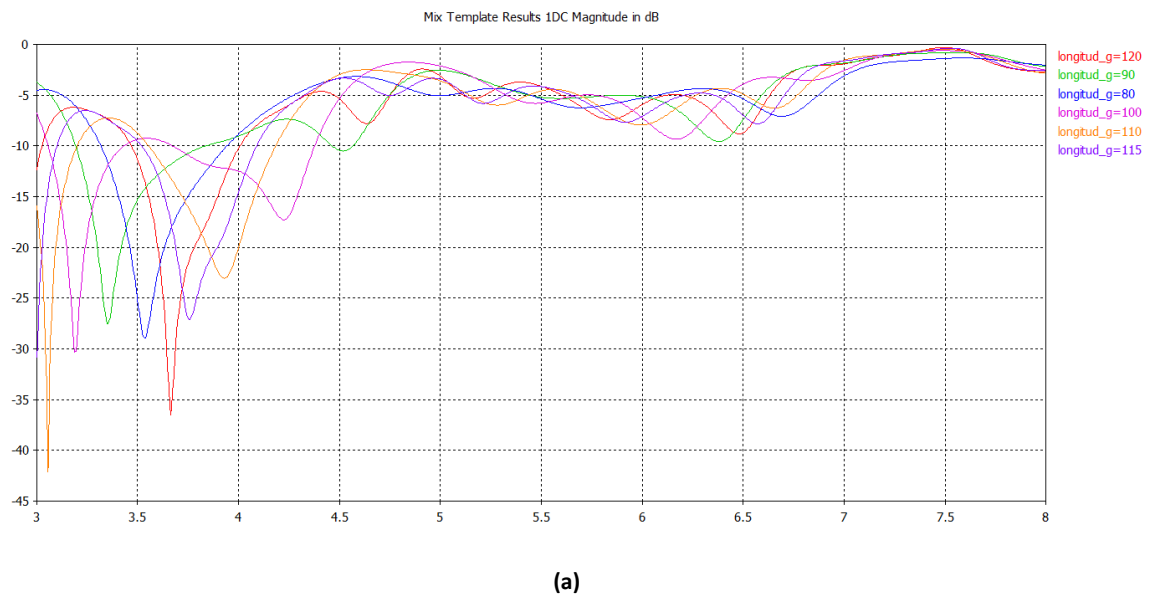
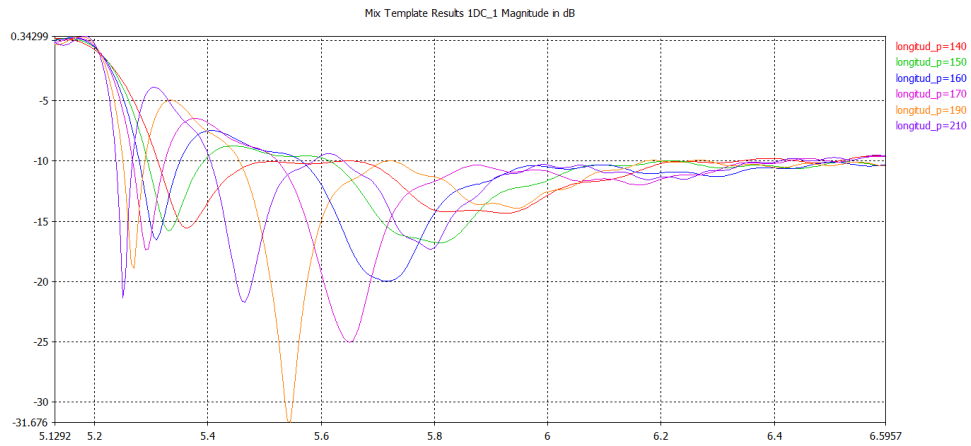


Figura 4. 28. Simulaciones del radio de la bocina pequeña en mm para el diseño final de la antenna. Ancho de haz del uplink (a). $|\Gamma_{in}|$ del uplink (b). $|\Gamma_{in}|$ del downlink (c).

En orden de importancia, los siguientes valores son las longitudes de la guía coaxial. Como se tiene que cumplir que la longitud de la pequeña sea superior, empezamos simulando la grande, que afecta a la banda inferior, y a partir de su valor óptimo, que resulta ser 115 mm, fijamos la pequeña, que afecta a la banda superior, con 150 mm.

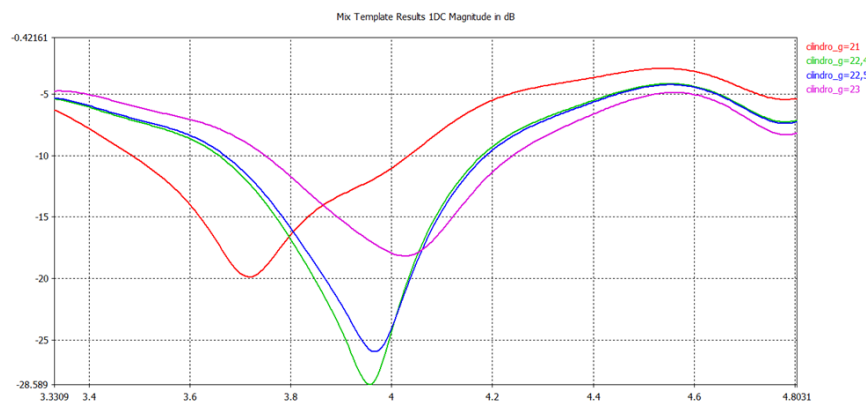




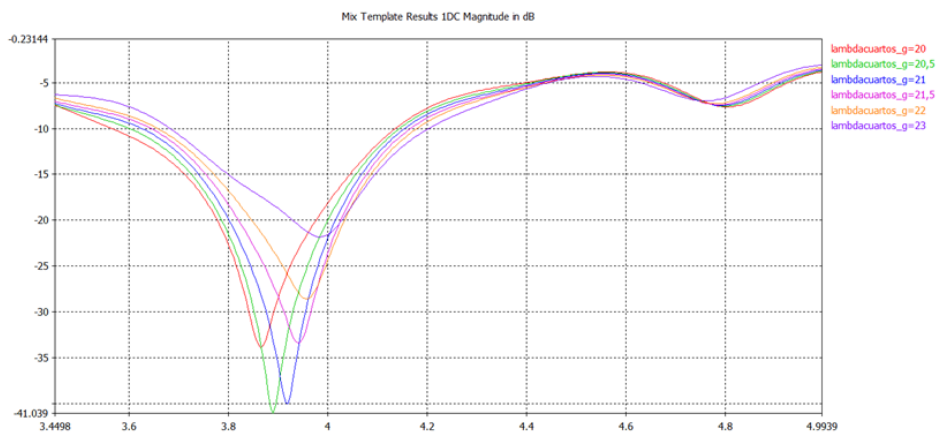
(b)

Figura 4. 29. Simulaciones de la longitud de la guía superior (a) e inferior (b) en mm para el diseño final.

Los últimos parámetros que nos quedan por fijar son los referentes a las sondas de la bocina grande, para lo que nos fijamos en la figura [4.30].



(a)

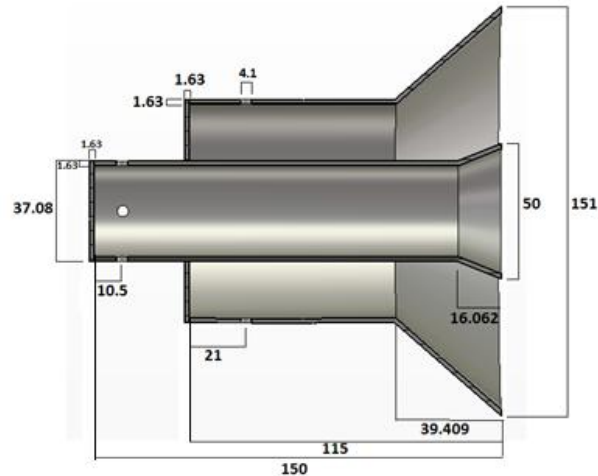


(b)

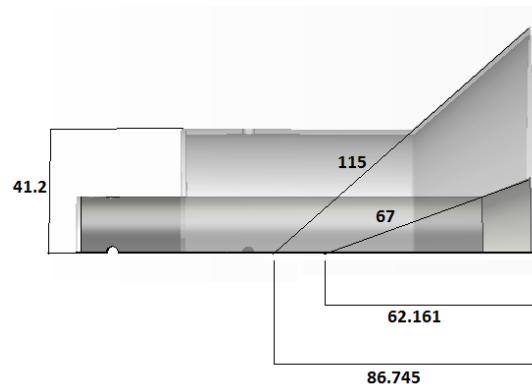
Figura 4. 30. Simulaciones de los parámetros de las sondas de la bocina del downlink en mm. Su profundidad (a) y su distancia al final de la bocina (b).

Ajustamos con cada nueva simulación la profundidad de las ondas hasta conseguir centrar la adaptación en torno a los 3.91 GHz, obteniendo un mejor resultado para una distancia de 22.4 mm respecto el centro. Como último parámetro de diseño, la distancia al final de la guía grande que nos otorga mayor ancho de banda y que termina de centrar la frecuencia en los 3.91 GHz son los 21 mm.

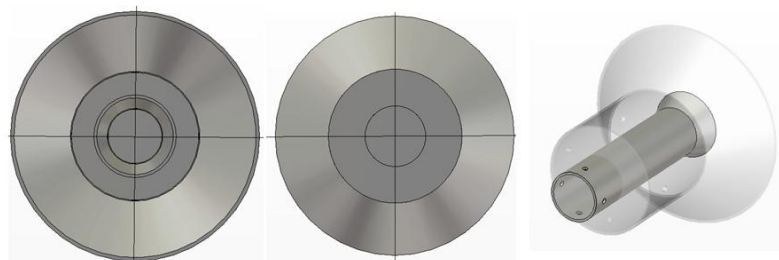
Tras optimizar nuestra antena, las medidas y acotaciones de nuestro modelo final son las mostradas en la figura [4.31], dadas en milímetros.



(a)



(b)



(c)

Figura 4. 31. Medidas del modelo final de la antena (sin incluir las sondas) en mm. Corte de perfil (a) y medio perfil (b). En (c) mostramos los planos frontal (izquierda), trasero (centro) y una panorámica de la antena.

Para el diseño de la antena no se necesitan mostrar las sondas, si bien cabe mencionar que son coaxiales de medida estándar y que las distancias del conductor interior respecto al centro de la bocina son, en el caso de la bocina pequeña, 7.65 mm, y en el caso de la grande, 22.4 mm.

Analizamos los resultados que conseguimos con nuestro diseño final de la antena, los cuales los mostramos comparados con los resultados de las bocinas separadas del capítulo 3 y en el caso del uplink mostrando también el acoplo cuando alimentamos las dos bocinas a la vez.

- **Downlink.**

❖ $|\Gamma_{in}|$

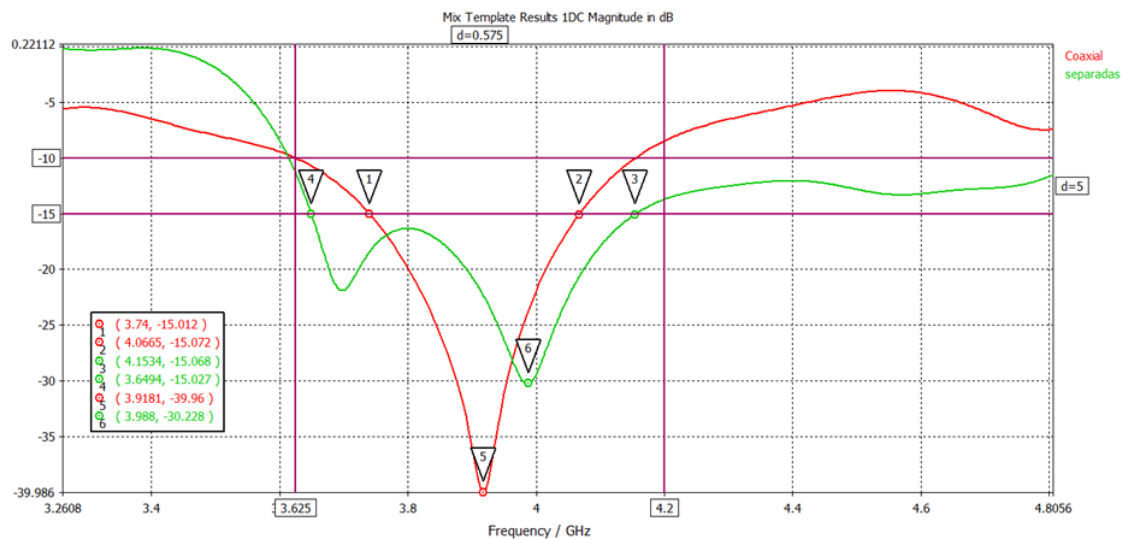


Figura 4. 32. $|\Gamma_{in}|$ del downlink del diseño final.

La frecuencia es tan baja en el downlink que no conseguimos el ancho de banda que nos piden en ninguno de los casos.

Es considerablemente más bajo en el caso del coaxial, donde debido a la interferencia que supone la bocina pequeña nuestro BW a 15 dB es de poco más de 300 MHz. La causa principal es la relación entre los radios de la guía coaxial, que tendría que ser mayor para aumentar el BW (como vimos en la explicación teórica) pero que se encuentra limitado por las frecuencias de corte que deseamos alcanzar.

Aun así, conseguimos la adaptación para 10 dB, lo que siguen siendo unas prestaciones suficientes para la antena.

❖ Diagrama de radiación

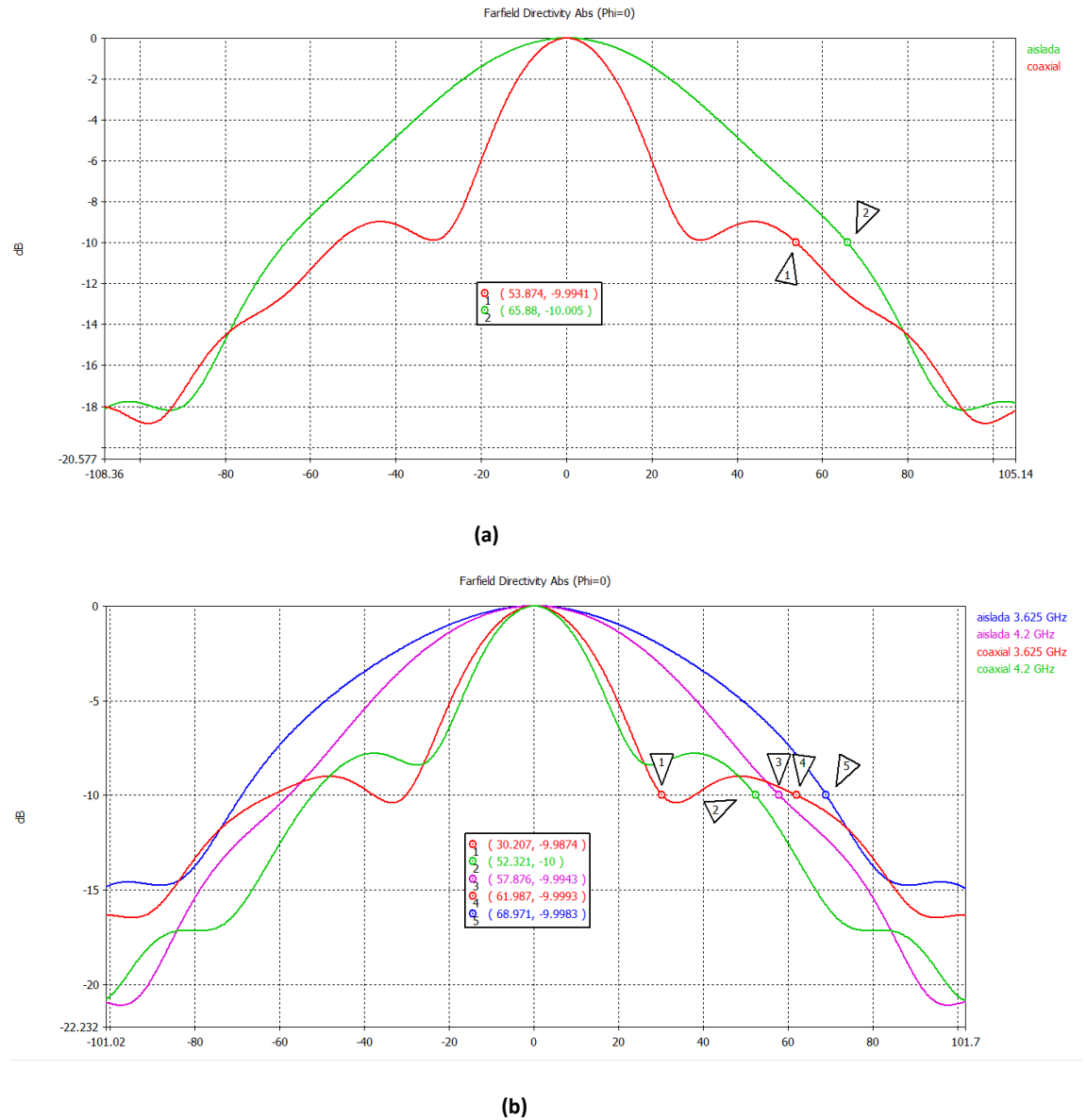


Figura 4. 33. Diagramas de radiación normalizados del downlink del diseño final en la $f_c = 3.91$ GHz (a) y en los bordes del BW (b).

Si nos fijamos en la f_c aparecen esos nulos no deseados debido a la configuración de la antena mediante una guía coaxial. Como independientemente de las medidas de las bocinas son inevitables, habrá que ver cómo afectan a la directividad del reflector y si esta sigue por lo menos superando los 30 dB.

Aparte, nos quedamos con un ancho de haz de unos 110° gracias a que esos nulos no llegan a estar 10 dB por debajo del valor de pico. Esto nos permite alimentar correctamente el reflector, aunque no lleguemos a los 128° y parte de su superficie se desperdicie.

Mención aparte los diagramas de radiación en los límites del BW, donde el único problema añadido es en la frecuencia de 3.625 GHz. Los nulos son demasiado profundos y se supera los 10 dB, de modo que el ancho de haz se reduce considerablemente, si bien esto sucede prácticamente solo en el límite del BW (los 10 dB de diferencia están casi en el nulo) y conque subamos un poco de frecuencia ya no nos encontramos con este problema y el ancho de haz vuelve a ser en torno a 120º.

❖ Axial ratio y relación CP/XP

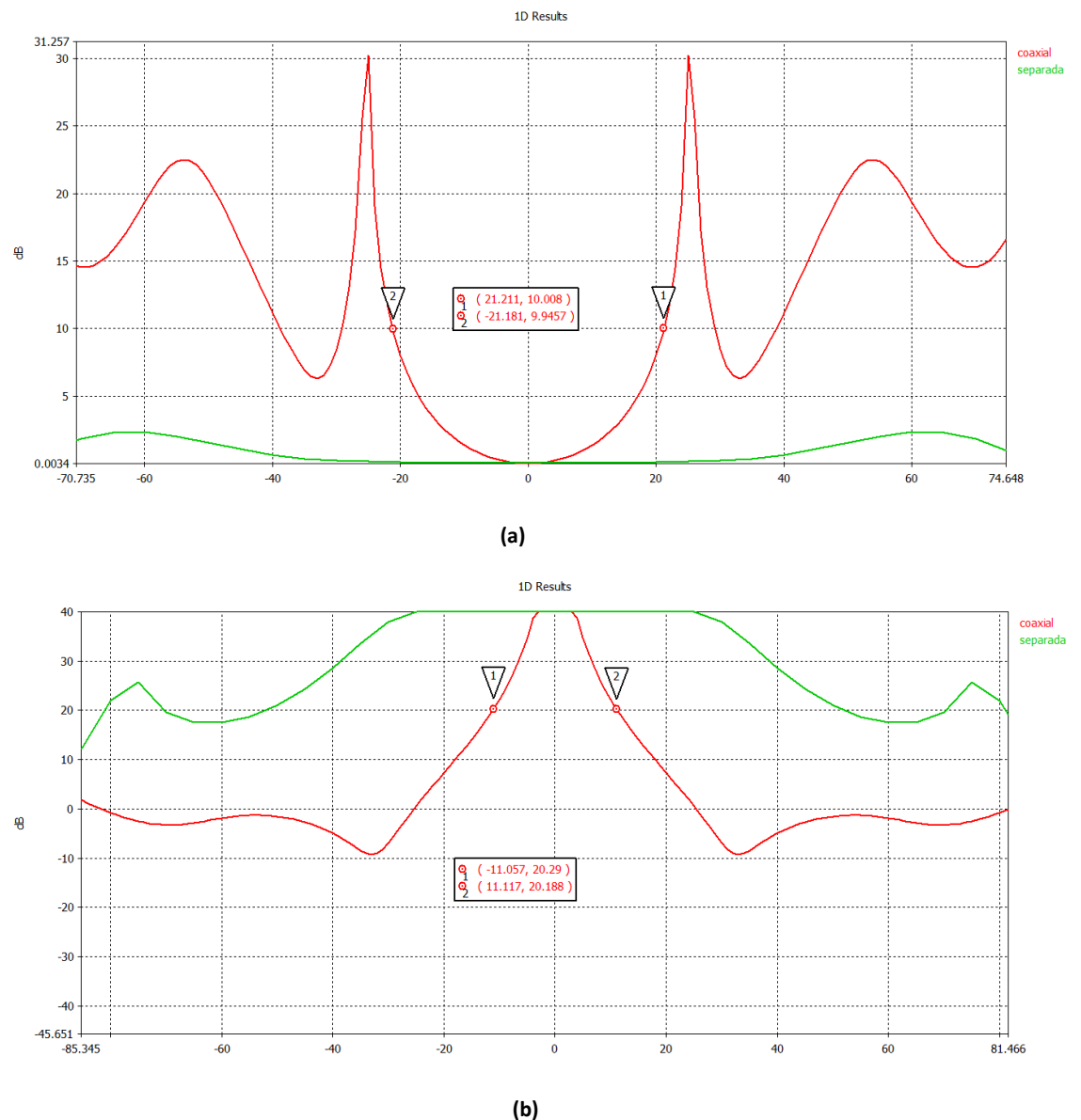


Figura 4. 34. Axial ratio (a) y relación CP /XP (b) del downlink del diseño final.

Las últimas características que analizamos de la antena son las relacionadas con la polarización circular. En estas, aunque en el caso de las bocinas separadas conseguíamos unos parámetros casi ideales, con un axial ratio de 0 dB y una relación copolar-contrapolar de 40 dB en todo el ancho de haz, logrando la polarización circular, en el caso de la antena con configuración coaxial solo conseguimos esto en torno a $\theta = 0^\circ$, empeorándose conforme nos movemos de ese punto hasta llegar a un valor mínimo marcado por los nulos que nos aparecen en el diagrama de radiación, en torno a $\theta = \pm 30^\circ$. En conclusión, conseguimos una polarización circular perfecta que va empeorando conforme aumentamos θ .

- Uplink.

❖ $|\Gamma_{in}|$

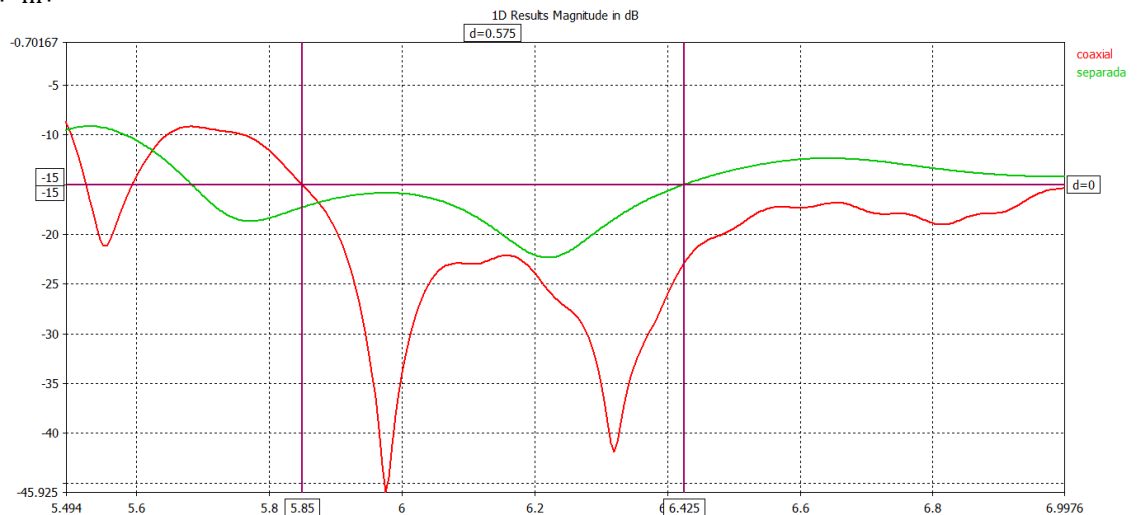


Figura 4. 35. $|\Gamma_{in}|$ del uplink del diseño final.

En el caso del uplink nos vamos a encontrar con valores muy similares a los encontrados en la bocina del uplink aislada, ya que no llega a afectarnos la bocina del downlink ni el coaxial en esta configuración, de modo que las únicas divergencias vienen dadas por la modificación de los parámetros de la bocina del uplink (tales como el radio o la longitud de su guía) necesarios para conseguir mejores prestaciones en la bocina del downlink.

En el caso del $|\Gamma_{in}|$ vemos como conseguimos los 15 dB de adaptación en toda la banda.

❖ Diagrama de radiación

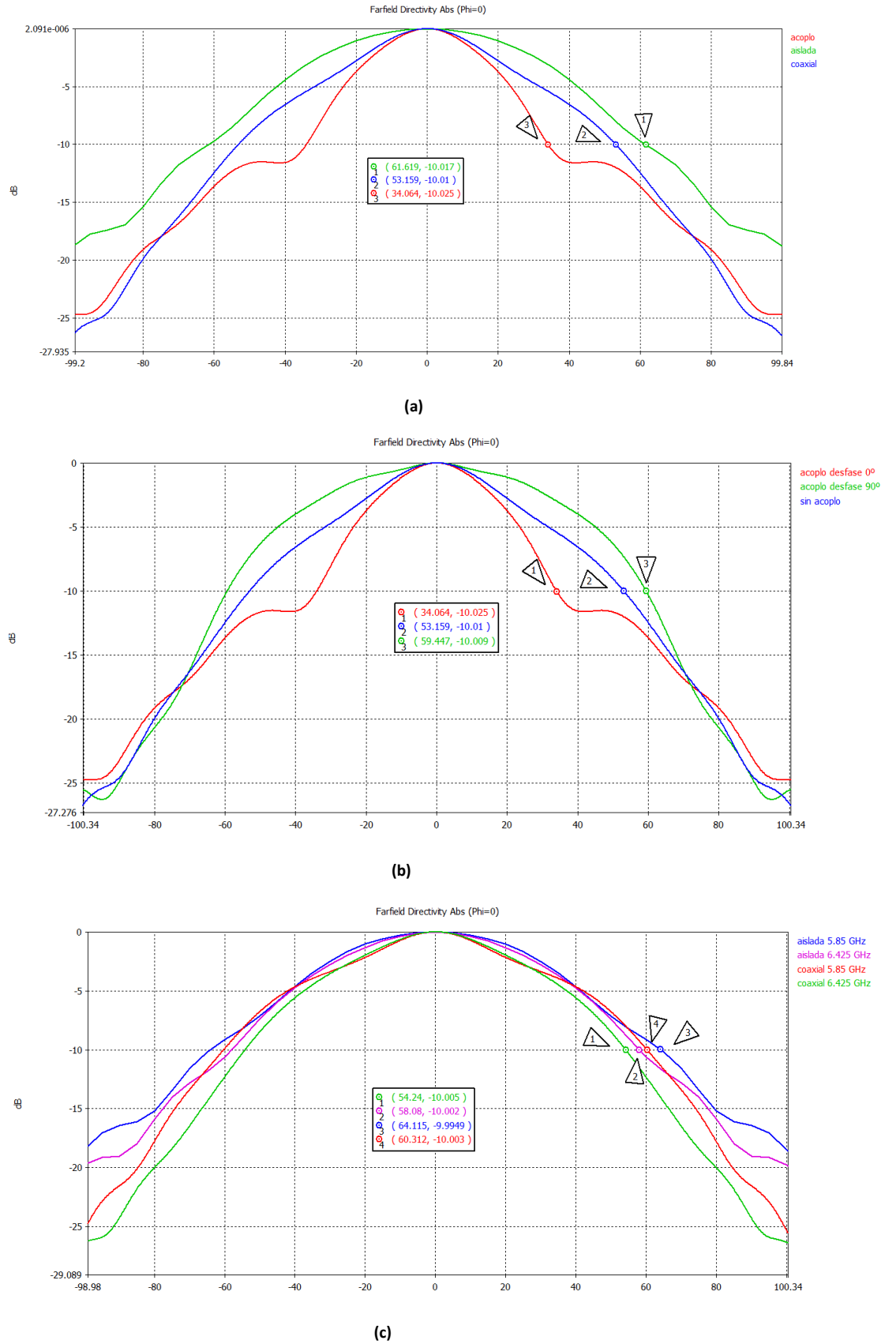


Figura 4. 36. Diagramas de radiación normalizados del uplink del diseño final en la $f_c = 6.117$ GHz (a), modificando las fases en la alimentación (b) y en los bordes del BW (c).

El ancho de haz que conseguimos es inferior al de la bocina por separado (108° frente a 122°) debido a que la bocina se encuentra más estirada para mejorar las prestaciones en la banda inferior. Aun así, es un valor bueno para alimentar el reflector.

Si analizamos los anchos de haz en los extremos del ancho de banda también encontramos valores aceptables, con 120° en el caso de los 5.85 GHz y 110° en el de los 6.425 GHz.

El único problema viene dado por el acoplo, que como observamos en la figura [4.36 (a)], la influencia de la bocina grande es bastante alta en torno al uplink, empeorando considerablemente el ancho de haz. Esto lo podemos mejorar si cambiamos las fases de alimentación de los puertos, y en vez de ser 0°-90°-180°-270° en ambas bocinas, en la segunda comenzamos con 90°-180°-270°-0°. Con esto, conseguimos mejorar el ancho de haz, como se muestra en la figura [4.36 (b)].

❖ Axial ratio y relación CP/XP

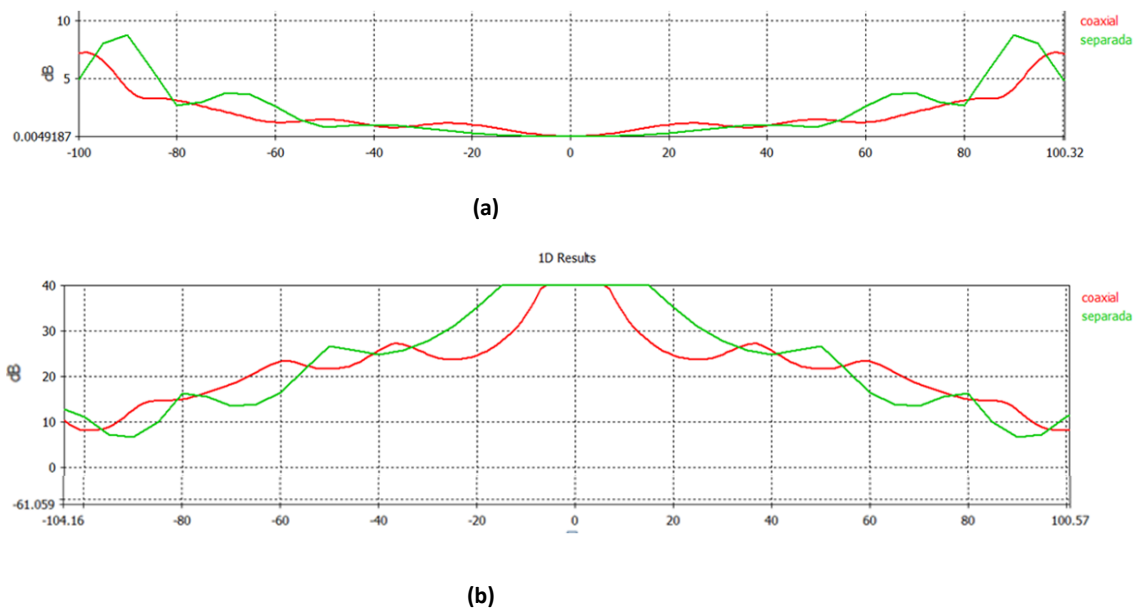


Figura 4. 37. Axial ratio (a) y relación CP /XP (b) del downlink del diseño final.

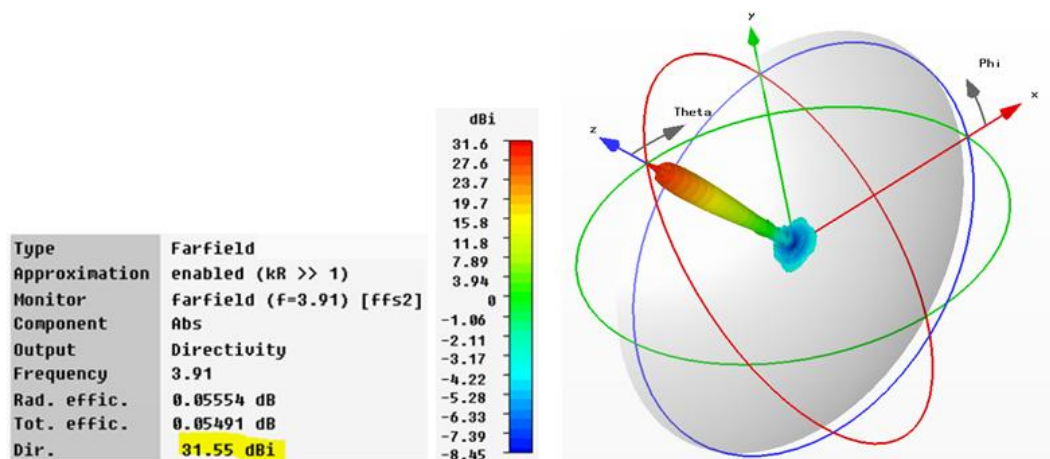
El axial ratio es prácticamente 0 dB para todo el ancho de haz, logrando la polarización circular. En cuanto a la relación CP/XP, que en el caso de la polarización circular es equivalente a la relación Izquierda/Derecha, aunque es bastante bueno en torno a $\theta = 0^\circ$, empeora cuando nos movemos de ese valor.

4.4. Diseño de las bocinas alimentadas con guía coaxial con reflector

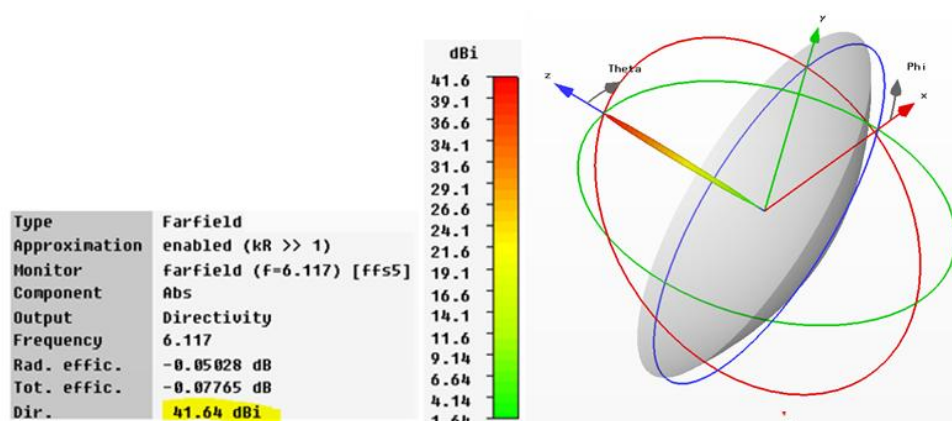
Finalmente, comprobamos los resultados de esta antena cuando alimentamos un reflector parabólico. Para ello, comenzamos calculando las directividades colocando cada diagrama de radiación simulado en su centro de fase, de modo que la directividad será máxima. Los centros de fase se encuentran, respecto al foco de la bocina (- es acercándose al reflector) :

- ❖ 3.625 GHz \rightarrow - 1.35542 cm
- ❖ 3.91 GHz \rightarrow -3.16341 cm
- ❖ 4.2 GHz \rightarrow -5.37152 cm
- ❖ 5.85 GHz \rightarrow -1.1803 cm
- ❖ 6.117 GHz \rightarrow -0.835397 cm
- ❖ 6.425 GHz \rightarrow -1.98751 cm

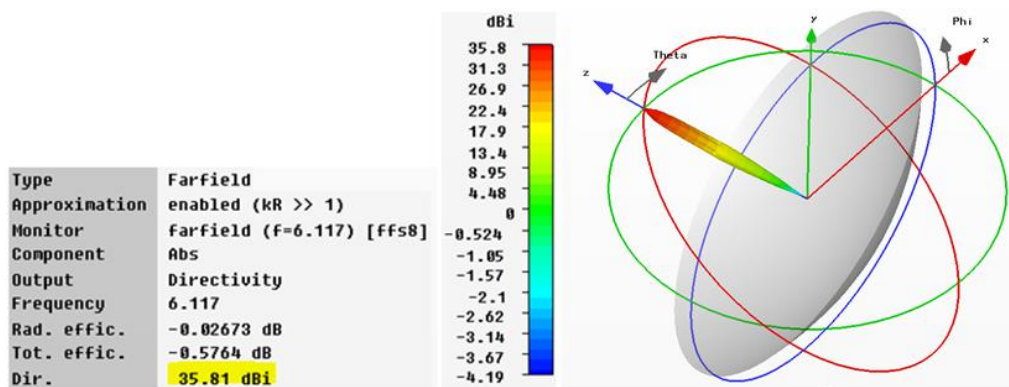
Si analizamos las dos frecuencias centrales colocadas en su centro de fase, obtenemos:



(a)



(b)



(c)

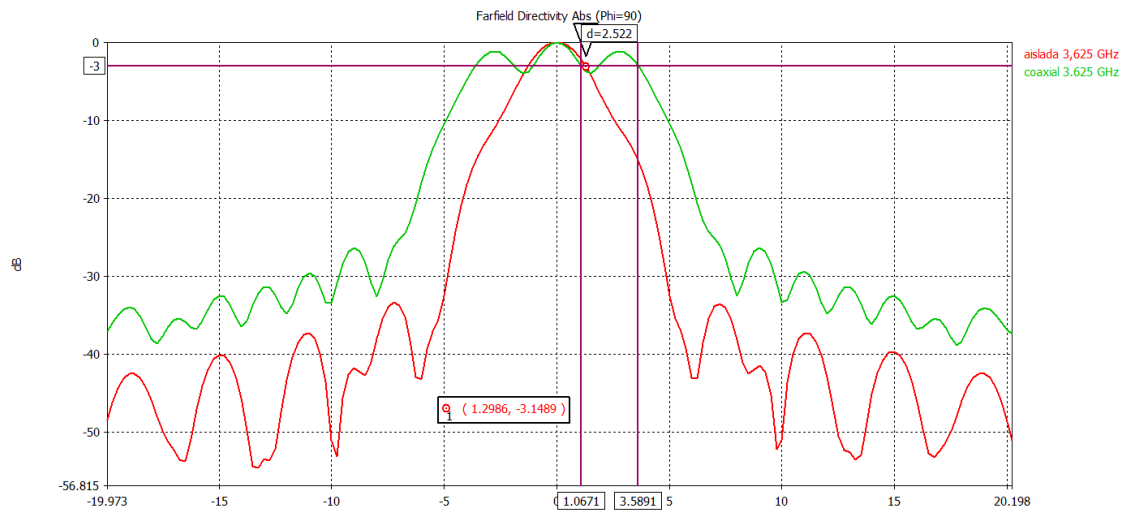
Figura 4. 38. Directividades del diseño final de la antena en sus centros de fase en el downlink (a), uplink (b) y uplink con acoplo (c).

Observamos que la directividad en el downlink se ha reducido respecto a lo conseguido con la bocina grande aislada casi 5 dB, si bien se mantiene por encima de los 30 dB. Además, vemos que aparecen esos nulos que también aparecían con la bocina, los cuales son la causa de esta reducción de la directividad.

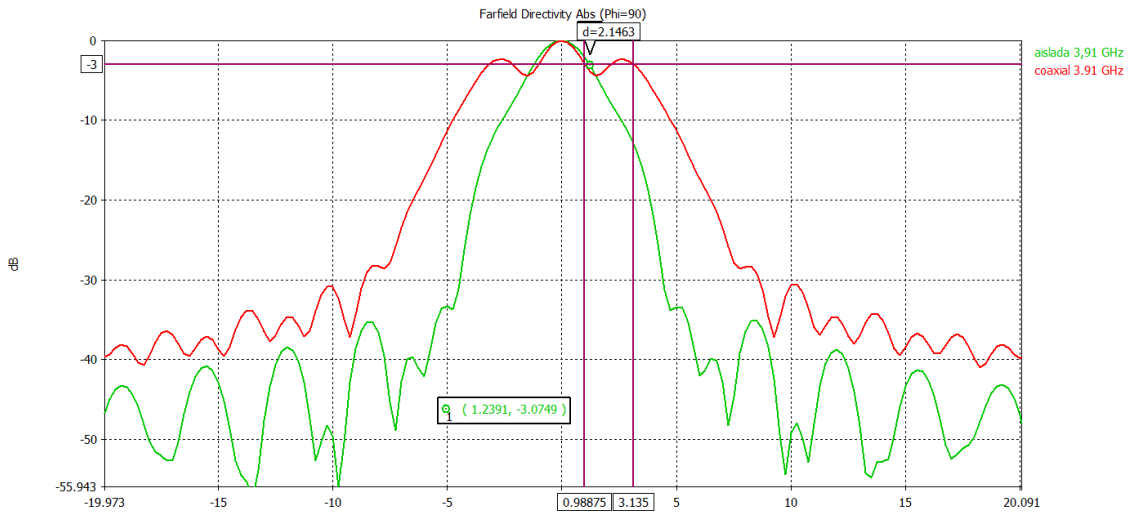
En el uplink se mantiene prácticamente inalterable, debido a que el diagrama de radiación es casi idéntico, solo se reduce el ancho de haz. Sin embargo, cuando alimentamos sendas bocinas, su directividad se ve reducida 6 dB y deja de presentar un diagrama omnidireccional.

A partir de ahí llegaremos a un compromiso entre los centros de fase para colocar todos los diagrama de radiación en el mismo punto, ya que al construir la antena esta se encontrará a una distancia fija respecto el reflector. Los centros de fase de las f_c del downlink y del uplink son 3.16341 cm y 0.835397 cm respectivamente. Como la banda inferior tiene mayores problemas en cuanto a directividad le otorgamos más peso a la hora de elegir la distancia al foco, por lo que nuestra simulación final la situamos a 2.5 cm del foco. Comparamos los valores obtenidos con los que conseguíamos mediante las bocinas por separado.

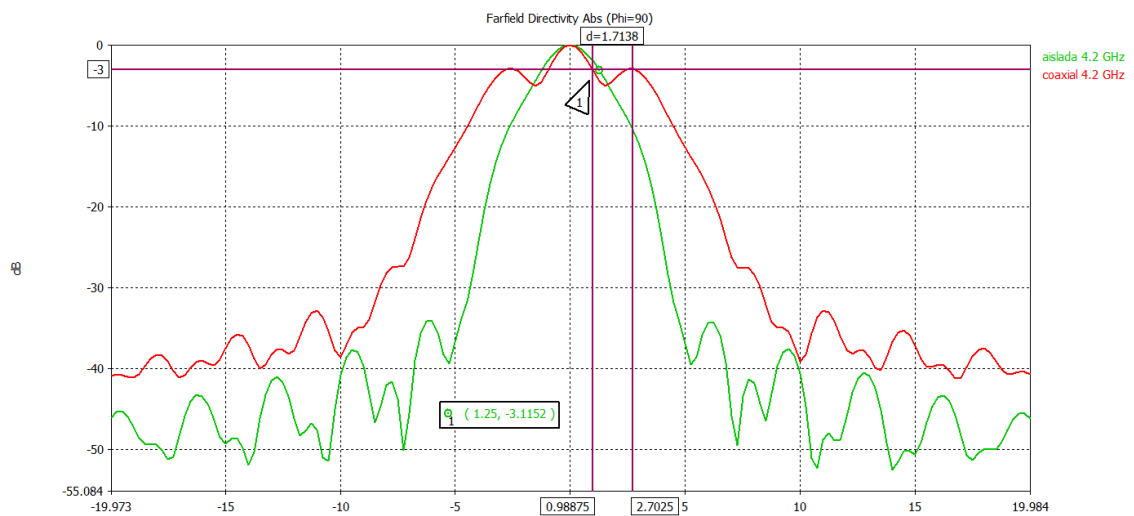
Comenzamos analizando el diagrama de radiación en las frecuencias centrales y en los límites de las bandas.



(a)



(b)

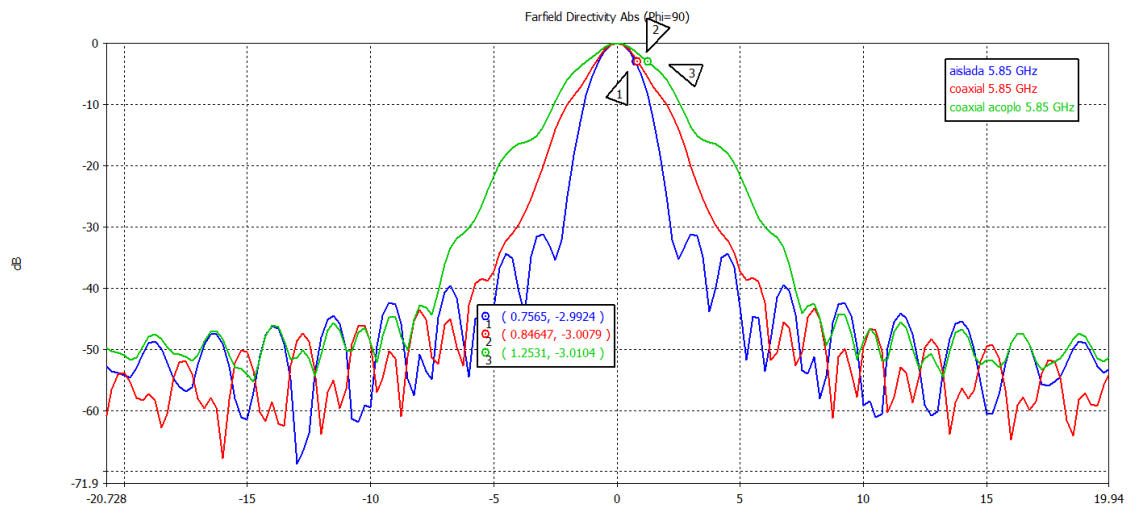


(c)

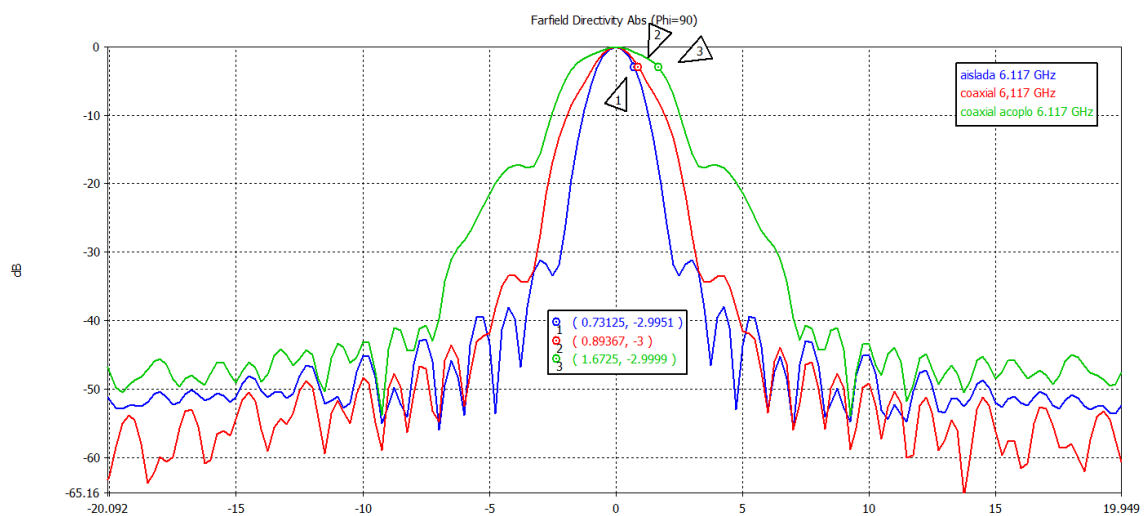
Figura 4. 39. Diagramas de radiación normalizados del modelo final de la antena con reflector en el downlink en el comienzo de la banda, 3.625 GHz (a), el centro, 3.91 GHz (b) y el final, 4.2 GHz (c).

Podemos observar como los nulos que aparecían en el diagrama de radiación de la bocina se trasladan al reflector aunque en menor profundidad. Esto provoca un aumento del ancho de haz y una reducción de la directividad, la cual analizaremos más adelante mediante las gráficas en 3D.

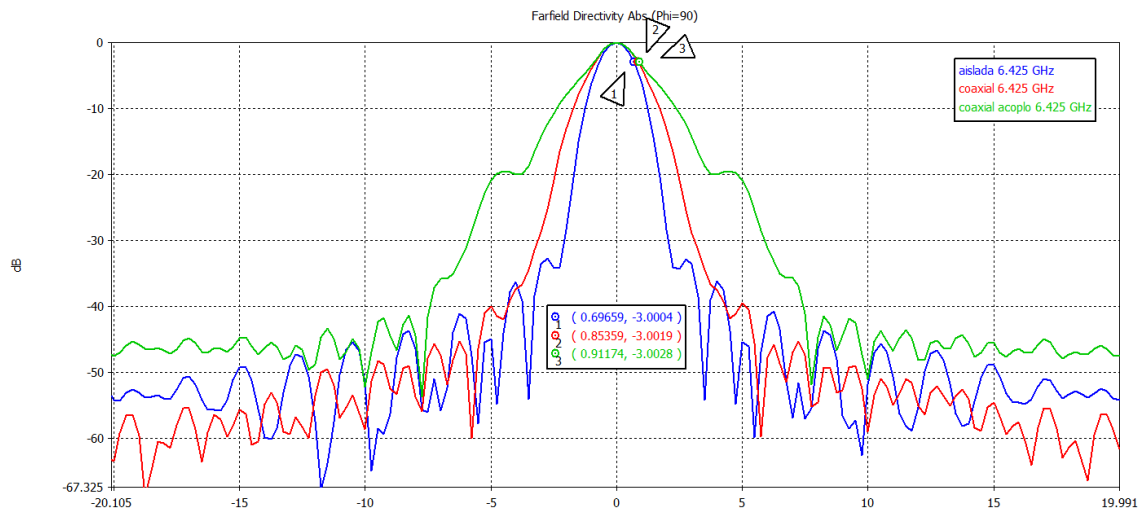
En todos los diagramas vemos como, en torno a los 3 dB por debajo del máximo, la radiación se mantiene uniforme entre valores aproximados de θ de 1° y 3° en vez de continuar disminuyendo como en el caso de las bocinas separadas, lo que provoca que si calculamos el semiancho de haz a 10 dB se encuentre en torno a los 5° en vez de a los 3° que conseguíamos con la bocina grande aislada.



(a)



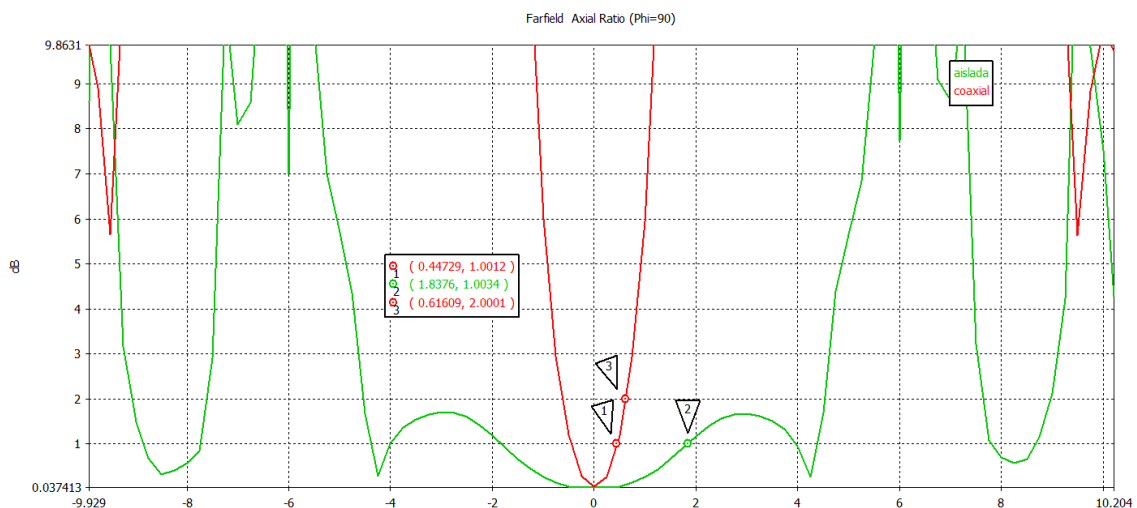
(b)



(c)

Figura 4. 40. Diagramas de radiación normalizados del modelo final de la antena con reflector en el uplink en el comienzo de la banda, 5.85 GHz (a), el centro, 6.117 GHz (b) y el final, 6.425 GHz (c).

En el caso de la bocina pequeña, no afecta tanto la configuración del coaxial y nos encontramos con unos resultados más próximos a los de la bocina aislada, que empeoran ligeramente debido a que no conseguimos tanto ancho de haz en la bocina y no se logra alimentar todo el reflector. Aun así, son resultados bastante buenos, con semianchos de haz a 3 dB inferiores a un grado y que incluso en el caso del acoplo no se sobrepasan los 1.5°. Si los calculamos para los 10 dB, en ningún caso se superan los 3°, luego en el uplink conseguimos mejores directividades, muy próximas al caso de las bocinas aisladas.



(a)

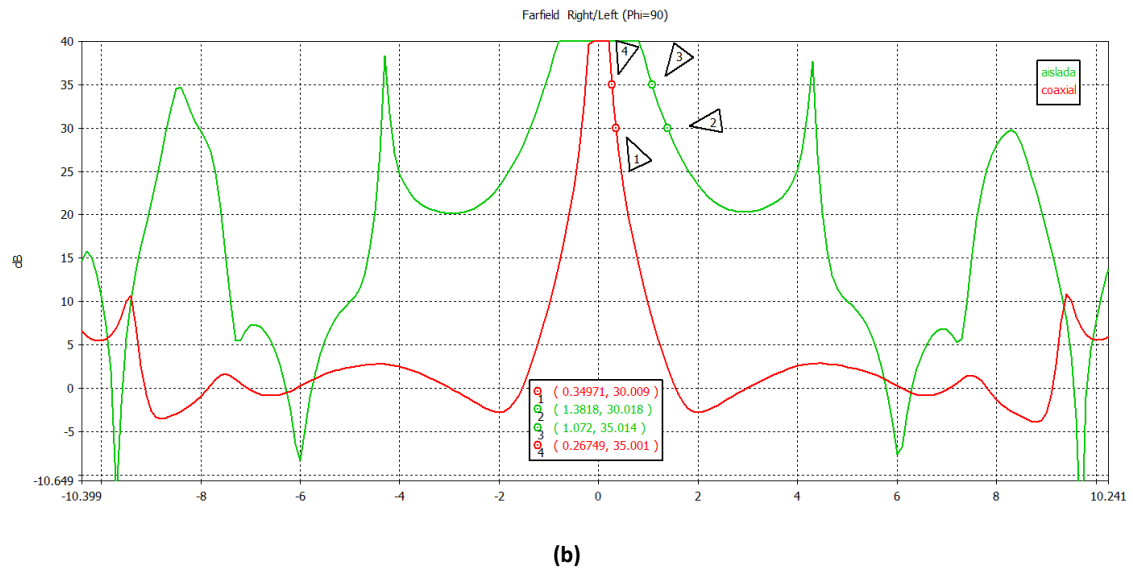


Figura 4. 41. Axial ratio (a) y relación CP/XP (b) del modelo final de la antena con reflector en el downlink.

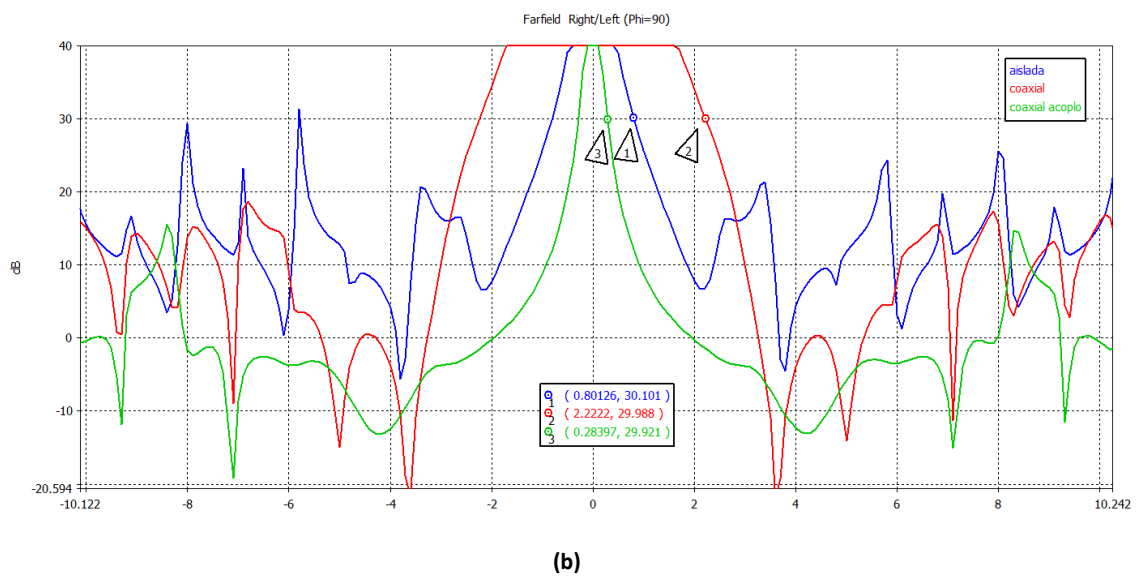
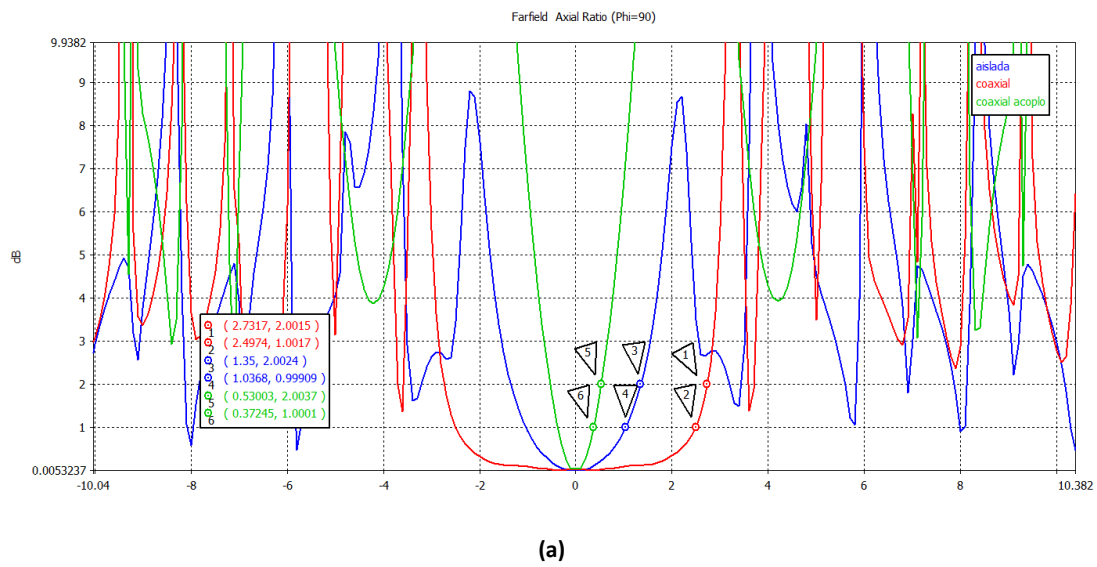


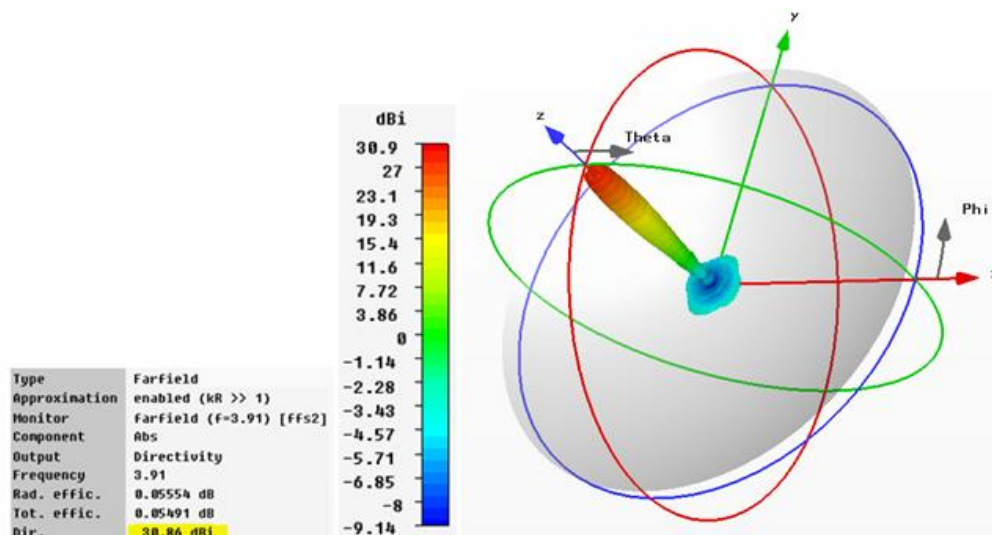
Figura 4. 42. Axial ratio (a) y relación CP/XP (b) del modelo final de la antena con reflector en el uplink.

En el downlink de la figura [4.41] concluimos que, aunque en torno a $\theta = 0^\circ$ conseguimos una polarización circular perfecta tanto en términos de axial ratio como de relación CP/XP, este se va deteriorando, especialmente a partir de los 0.75° . Sin embargo, como se trata de una antena directiva lo que nos interesa es la zona en torno a los 0° que será donde se halle nuestro receptor, de modo que en esa dirección la polarización sí que será circular, aunque esta se mantenga en un rango bastante inferior al conseguido con las bocinas aisladas.

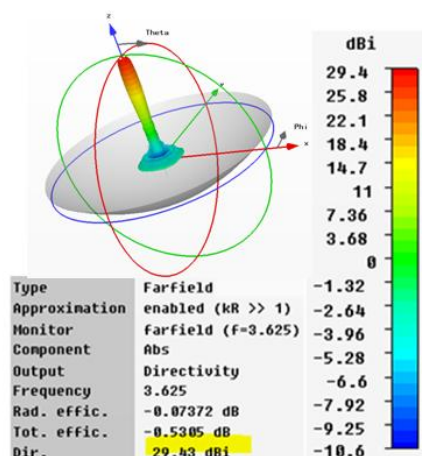
En cuanto al uplink, en la figura [4.42] vemos que el axial ratio es bastante bueno cuando no hay acoplo. Además, como en la banda superior el ancho de haz es más pequeño que en el downlink, en la zona de radiación siempre hay un axial ratio próximo a 0 dB. En el caso de la relación CP/XP, esta es aproximadamente el doble de mejor que en el caso de la banda inferior pero se encuentra lejos de los resultados obtenidos con la bocina aislada.

Por último, obtenemos los valores de la directividad mediante las gráficas en 3D.

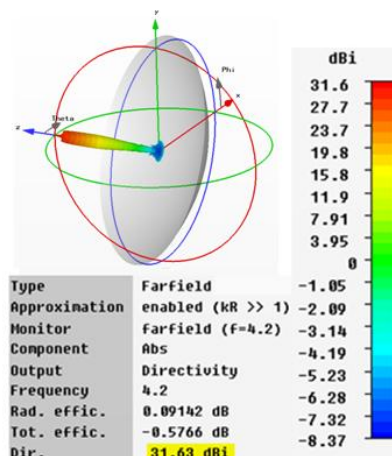
Si nos fijamos en la figura [4.43], donde se muestran las directividades de la banda inferior, podemos comprobar cómo se encuentran en torno a los 30 dB, frente a los más de 35 dB que se conseguían con la bocina aislada. Además, siguen apareciendo esos nulos que son los causantes de esa bajada en la directividad. Aún así, conseguimos unas prestaciones adecuadas para el correcto funcionamiento de la antena.



(a)



(b)

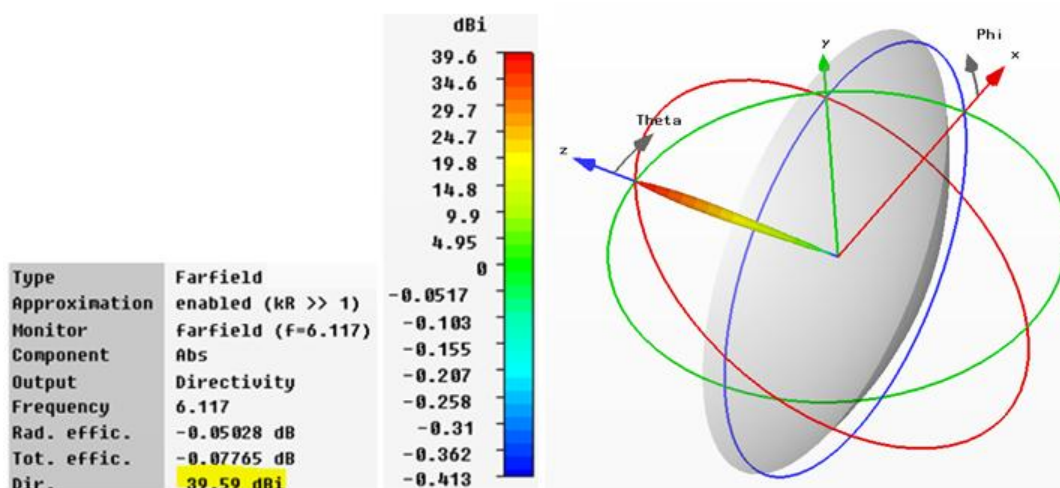


(c)

Figura 4. 43. Directividades del modelo final de la antena con reflector a 3.91 GHz (a), 3.625 GHz (b) y 4.2 GHz (c).

Aparte de la directividad en torno a los 30 dB, conseguimos una eficiencia de radiación cuyo valor más bajo es -0.074 dB (98.31%) y una eficiencia total muy buena en el centro de la banda pero que disminuye hasta los -0.57 dB (87.7%) en los extremos. Aún así, son resultados similares a los conseguidos con las bocinas aisladas.

En el uplink de la figura [4.44] podemos comprobar cómo los resultados son prácticamente idénticos a los conseguidos con la bocina aislada, con una directividad que supera los 40 dB.



(a)

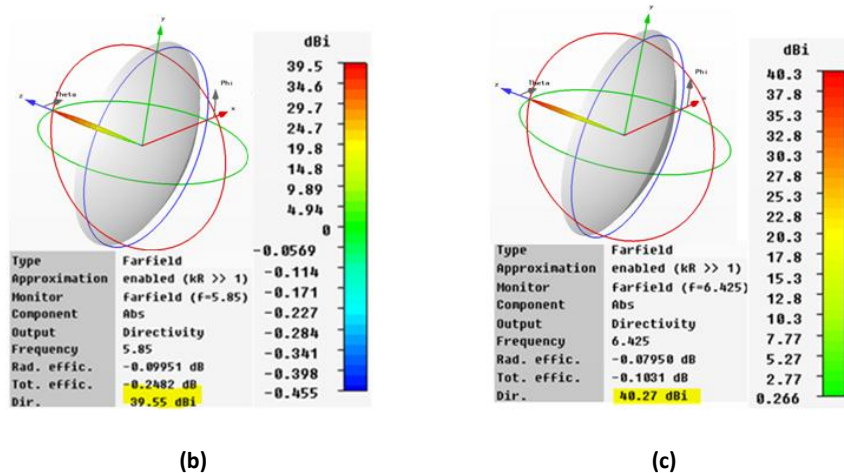


Figura 4. 44. Directividades modelo final de la antenna con reflector a 6.117 GHz (a), 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).

La eficiencia de radiación oscila entre -0.050 dB (98.85%) y -0.10 dB (97.72%), mientras que la eficiencia total se encuentra comprendida entre -0.103 dB (97.65%) y -0.248 dB (94.45%), valores similares a los de la bocina aislada.

No pasa lo mismo cuando alimentamos a la vez ambas bocinas, produciéndose un acoplo en el uplink (figura [4.45]) que provoca el deterioro de la directividad, que se reduce a unos 36 dB.

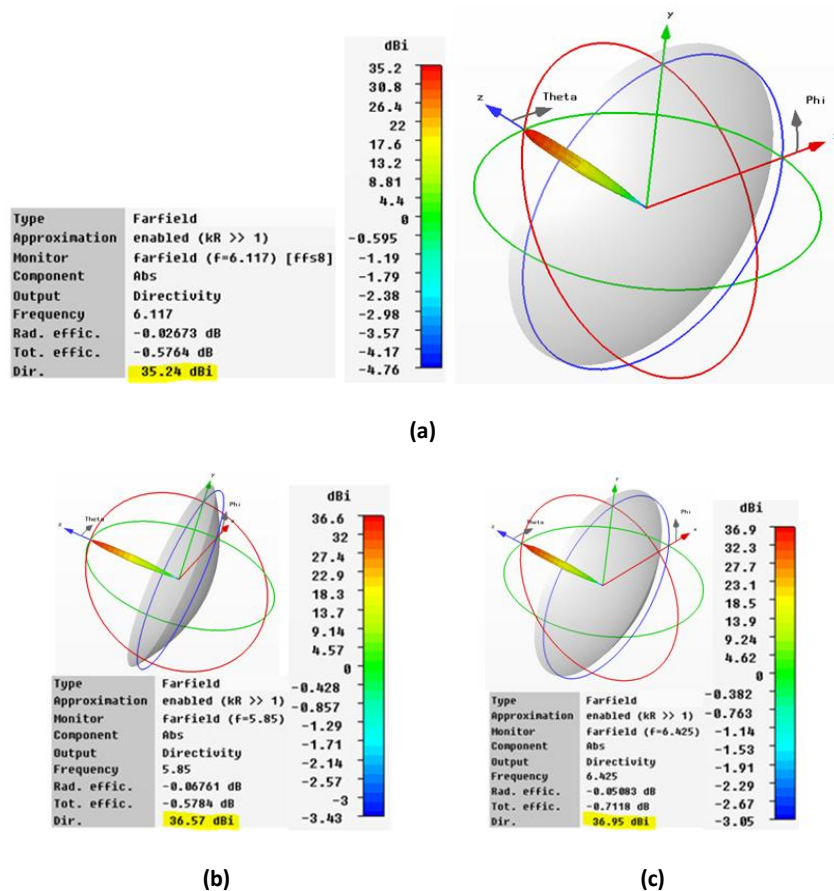


Figura 4. 45. Directividades del modelo final de la antenna con reflector y con acoplo a 6.117 GHz (a), 5.85 GHz (b) y 6.425 GHz (c).

La eficiencia de radiación oscila entre -0.067dB (98.47%) y -0.027 dB (99.38%), mientras que la eficiencia total se encuentra entre -0.712 dB (84.88%) y -0.576 dB (87.58%).

Para reducir el acoplo que se produce entre las bocinas primero tenemos que ver la causa de éste, analizando los parámetros S (del S_1 al S_4 son de la bocina grande y del S_5 al S_8 de la pequeña). Como es simétrica, podemos limitarnos a ver las relaciones entre uno de los puertos de una bocina con los cuatro de la otra. Pasamos a analizar parámetros del S_{51} al S_{81} . Tenemos en cuenta que los puertos 5 y 6 se encuentran en la misma dirección que el puerto 1 y los puertos 7 y 8 en la dirección perpendicular.

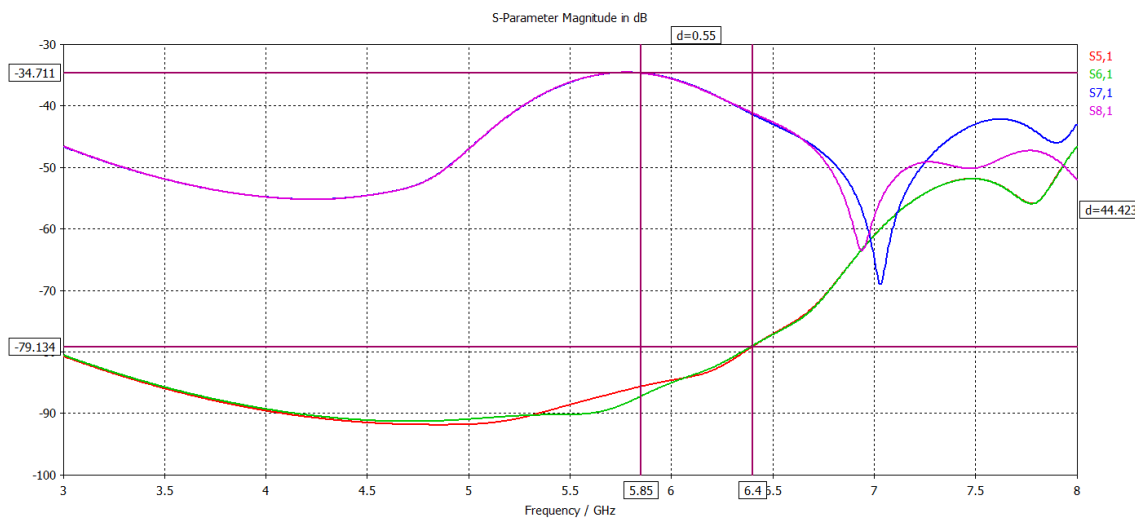


Figura 4. 46. Parámetros S de la antena con la configuración coaxial.

Mientras que los puertos 7 y 8 no influyen en el 1, con un aislamiento de -80dB, los puertos 5 y 6 sí que influyen. Si nos fijamos en la figura de la bocina, las sondas 5 y 6 se encuentran en la misma dirección que la 1, mientras que la 7 y la 8 se hallan perpendiculares a ella, luego las sondas que más influyen en el acoplo son las que se encuentran en la misma dirección entre ellas. Para reducir el acoplo, podemos probar a desplazar las sondas de una de las bocinas 45° (no lo realizamos en el proyecto por restricciones con el programa CST, se deja para líneas futuras) o alimentarlas con distinta fase, de modo que si una de las guías se alimenta con 0°-90°-180°-270° en la otra lo desfasamos todo 90°, siendo 90°-180°-270°-0°.

Si analizamos ahora el ancho de haz del uplink con acoplo, obtenemos:

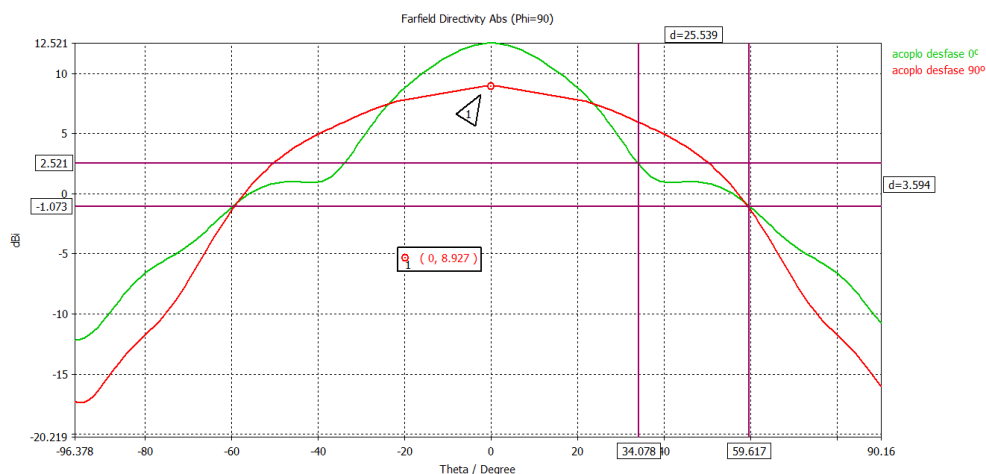
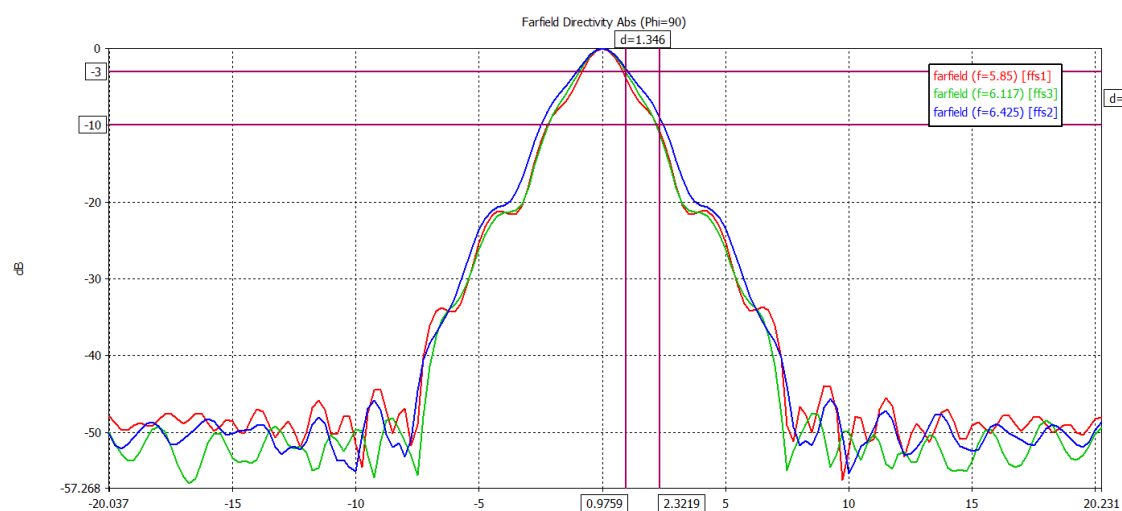
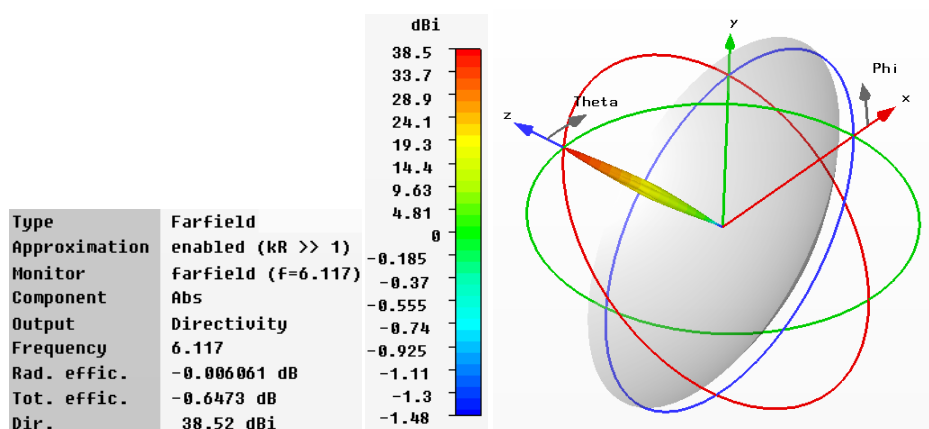


Figura 4. 47. Anchos de haz en el uplink de la antena con configuración coaxial con acoplo entre las bandas.

Se ve como los resultados obtenidos se acercan bastante al caso sin acoplo, consiguiendo un ancho de haz a 10 dB de unos 120°. Si simulamos este diagrama de radiación en el reflector, los resultados que obtenemos son:



(a)



(b)

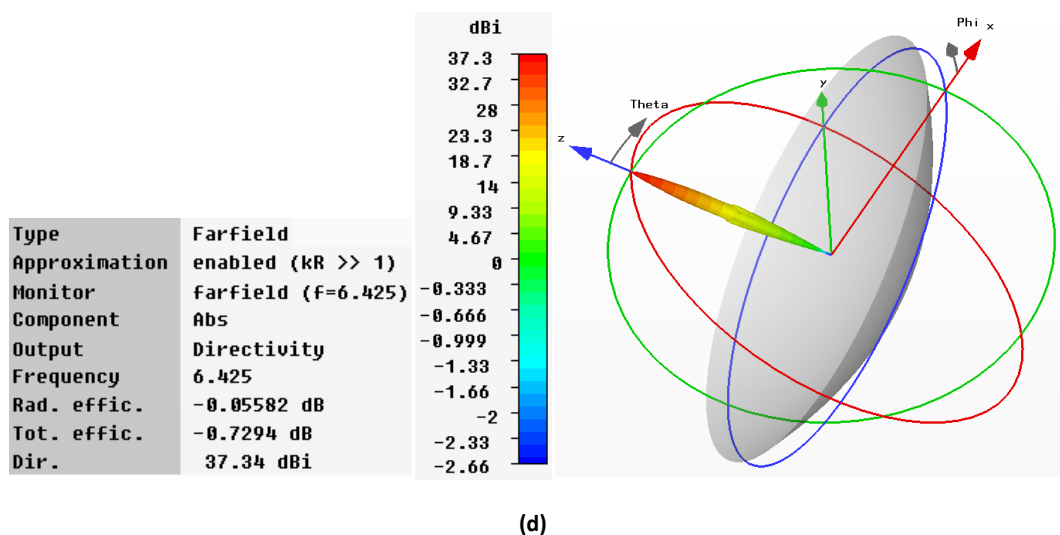
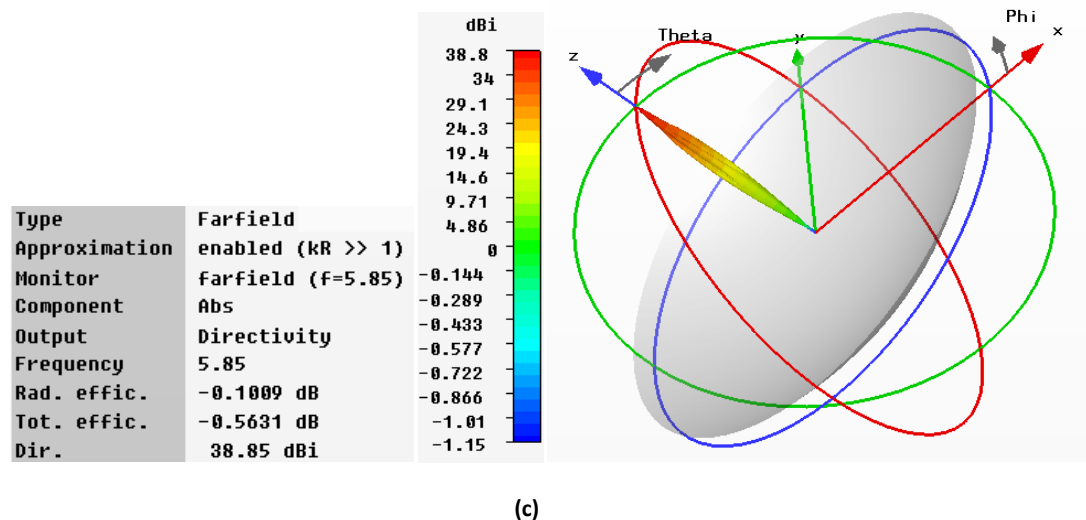


Figura 4. 48. Diagramas de radiación en 2D del uplink de la configuración coaxial (a) y en 3D en la frecuencia central 6.117GHz (b), 5.85 GHz (c) y 6.425 GHz (d).

Los resultados obtenidos se acercan bastante al caso sin acoplo, consiguiendo una directividad en torno a los 38 dB que permiten un ancho de haz muy estrecho y muy buenas prestaciones. En cuanto a la eficiencia de radiación, oscila entre -0.006 dB (99.86%) y -0.101 dB (97.70%), mientras que la total se encuentra entre -0.563 dB (87.84%) y -0.729 dB (84.85%).

4.5. Conclusiones de las bocinas alimentadas con guía coaxial

A lo largo de este capítulo hemos analizado el procedimiento para diseñar el modelo de antena final, compuesto de una guía coaxial en la que se conectan dos bocinas, paso a paso.

Hemos comenzando analizando las diferencias que hay entre la guía circular del capítulo 3 y la guía coaxial de este capítulo, hasta descubrir cómo seguir excitando el modo TE_{11} . A partir de ahí, hemos seguido un camino similar al establecido con las bocinas aisladas. Primero, basándonos en el diseño final de las bocinas aisladas, realizamos un primer modelo con polarización lineal. Después, cambiamos la alimentación añadiendo más sondas para lograr la polarización circular. El siguiente paso es simular los campos radiados en el reflector y, por último, una serie de mejoras para conseguir mejores prestaciones. También se ha tenido en cuenta el acoplo que se produce en la banda del uplink.

Para comprobar las prestaciones que se consiguen alimentando el reflector parabólico mediante esta configuración de dos bocinas conectadas a una guía coaxial, vamos a comparar las directividades resultantes con las conseguidas mediante las bocinas aisladas y con el máximo teórico que podemos obtener de un reflector.

La máxima directividad que se puede conseguir mediante un reflector parabólico viene dada por la fórmula del apartado 2.2.

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_f, \text{ donde } A_f \text{ es el área física del reflector.}$$

Si sustituimos su valor por los πr^2 , donde r = radio reflector = 1.25 m y λ por las distintas longitudes de onda de las bandas de frecuencia, obtenemos la directividad máxima teórica, que podemos comparar con las simulaciones.

Frecuencia (GHz)	3.625	3.91	4.2	5.85	6.117	6.425
Directividad máxima teórica (dB)	39.54	40.20	40.82	43.70	44.09	44.52
Directividad bocinas aisladas (dB)	36.36	36.57	36.77	41.82	42.21	42.51
Directividad configuración del coaxial (dB)	29.43	30.86	31.63	39.55	39.59	40.27

Tabla 4. 1. Datos de Directividad y ancho de haz de la antena.

En cuanto a prestaciones, podemos observar como en el downlink perdemos cerca de 4 dB si usamos la bocina aislada y unos 10 dB en el caso de la alimentación con la guía coaxial, mientras que en el caso del uplink solo perdemos 3 dB con las bocinas aisladas y 4 en el caso del coaxial, que empeoran ligeramente si consideramos el acoplo.

Los resultados se analizan mejor mediante la gráfica de la figura [4.49].

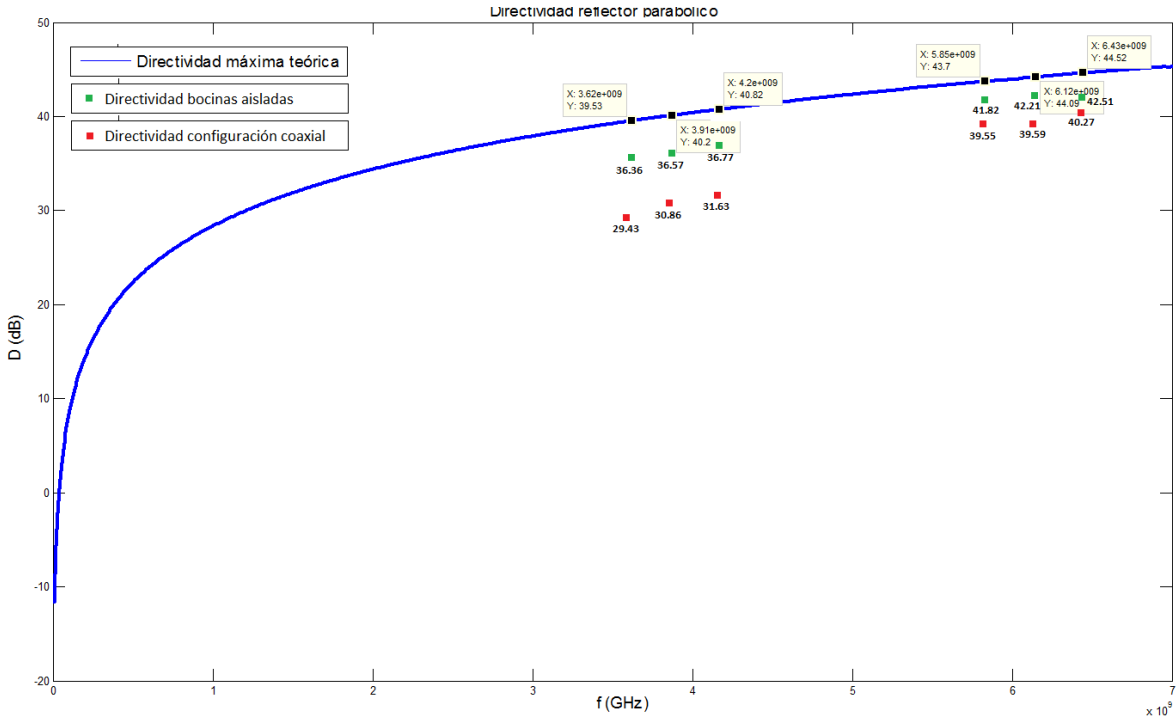


Figura 4. 49. Gráfica con los resultados teóricos y simulados de las directividades.

Si queremos comprobar cómo varía la directividad según el área del reflector, podemos verlo en la figura [4.50].

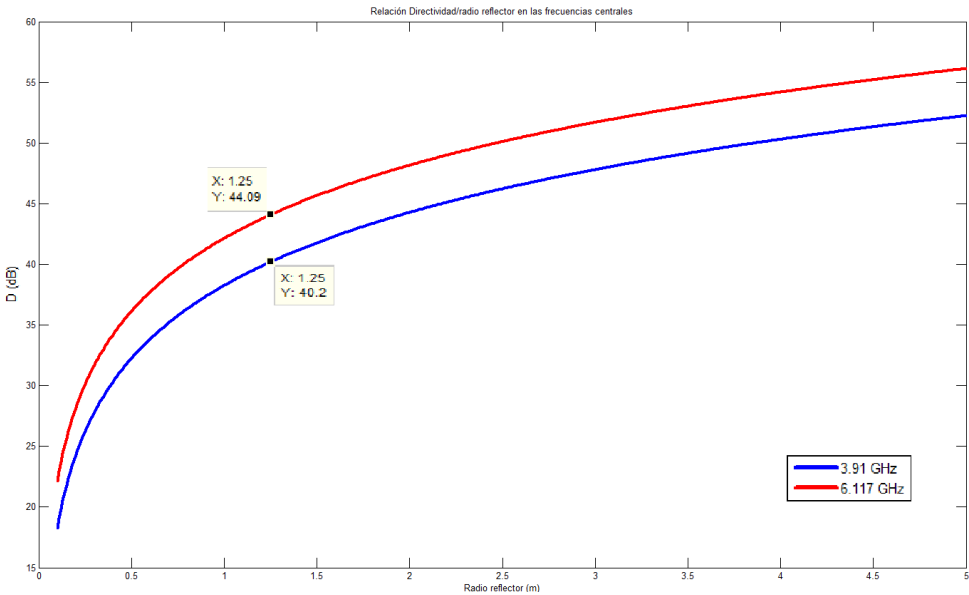


Figura 4. 50. Gráfica con la relación entre la directividad (dB) y el radio del reflector (m) en las frecuencias centrales de las bandas.

Los resultados finales para nuestra antena con configuración coaxial son:

➤ **Bocina operando en la banda inferior (downlink): Figura [4.31].**

Adaptación a 15 dB entre 3.74 GHz y 4.07 GHz .

Ancho de haz de 108.4° a 10 dB.

Directividad del reflector de 30.86 dB.

Ancho de haz a 3dB del reflector de 2.45°.

CP/XP del reflector superior a 30 dB en el lóbulo principal.

Axial ratio del reflector inferior a 3 dB en $\theta = \pm 1.25^\circ$.

➤ **Bocina operando en la banda superior (uplink): Figura [4.31].**

Adaptación a 15 dB en toda la banda, de 5.625 GHz a 6.425 GHz .

Ancho de haz de 106.2° a 10 dB.

Directividad del reflector de 39.59 dB.

Ancho de haz a 3dB del reflector de 1.68°.

CP/XP del reflector superior a 30 dB en el lóbulo principal.

Axial ratio del reflector inferior a 0.45 dB en el lóbulo principal.

Con esto hemos terminado la segunda parte del proyecto y, aunque vemos que no se pueden conseguir las especificaciones, se pueden alcanzar buenos resultados y es viable la construcción de la antena.

En el próximo capítulo se muestran las conclusiones finales de todo el proyecto, así como líneas futuras en las que continuar investigando.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

5.1. Conclusiones

En este trabajo de fin de grado se ha llevado a cabo el diseño de una configuración para alimentar reflectores consistente en una guía coaxial que alimenta dos bocinas cónicas, una por cada conductor de la guía.

En el capítulo 3 se ha realizado el primer procedimiento, en el que se diseñan las bocinas aisladas para que funcionen cada una en su banda correspondiente. Se demostró que se puede conseguir cumplir con las especificaciones incluso en el caso de la frecuencia inferior de 3.91 GHz, extrapolándose que las bocinas dan buenos resultados a la hora de conseguir haces lo suficientemente anchos como para alimentar un reflector. Además, se concluye que las bocinas cónicas son ideales para conseguir la polarización circular en el reflector, con muy buenos resultados del axial ratio, que se mantiene inferior a los 0.5 dB en todo el lóbulo principal, y una baja polarización cruzada, con una diferencia superior a los 30 dB.

Como conclusión para este capítulo, vemos que es posible diseñar bocinas aisladas que permitan alimentar un reflector parabólico, sin ningún tipo de problemas a la hora de conseguir la polarización deseada y con un gran margen en cuanto al ancho de haz que se desea.

En el capítulo 4 se presenta el diseño de las bocinas conectadas a la guía coaxial. En este caso nos encontramos con mayores dificultades que con las bocinas aisladas, y mientras que la bocina del uplink se puede considerar como la bocina aislada, dando los mismos resultados excepto cuando consideramos el acoplo de la bocina externa, la bocina externa se ve influida por la otra, empeorando tanto en adaptación como en ancho de haz y polarización. Aunque se consigue diseñar, no llega a cumplir las especificaciones en toda la banda y la polarización solo es completamente circular en torno a $\theta = 0^\circ$.

En conclusión, se ha conseguido diseñar la antena, consistente en dos bocinas cónicas unidas a una guía coaxial, con polarización circular, de modo que alimente correctamente un reflector parabólico determinado. Sin embargo, no se han conseguido los requisitos iniciales de adaptación y ancho de haz y la polarización, en cuanto a axial ratio y a relación CP/XP, tiene margen de mejora. El camino principal a seguir sería el diseño con corrugaciones, que permiten mejorar considerablemente la polarización y también ayudan en el diagrama de radiación.

5.2. Líneas futuras

Este documento puede servir como punto de partida para distintas líneas de investigación.

- Mejora de las prestaciones ofrecidas por la antena. Como se ha podido comprobar, no se han conseguido los criterios de ancho de haz ni de adaptación, con lo que el primer estudio que se puede llevar a cabo es lograr cumplir esos requisitos. Las limitaciones dadas por la estrechez entre ambas bandas de frecuencia y por la imposición de una relación a/b de los conductores del coaxial, limitada entre ciertos valores, dificultan ese proceso, si bien se puede conseguir mediante distintos métodos:
 - Nuevas formas de alimentación, aparte del uso de cuatro sondas para conseguir la polarización circular, tales como el turnstile junction [18].
 - Modificando el tipo de bocina cónica, a una Potter por ejemplo, que mejora el NLPS (Nivel Lóbulo Primario-Secundario) y la simetría entre los planos E y H.
 - Insertando láminas y corrugaciones o modificando la superficie en el interior de la guía [9].
 - Otras técnicas que permitan mejorar alguna de las características, como pequeños lóbulos secundarios o simetría en la radiación [19].
 - Intentar eliminar el acoplo o reducirlo. Una forma puede ser rotando las sondas de una de las dos bocinas 45° , de modo que se reduzca el acoplo que se produce entre ellas.

- Punto de partida para el diseño y fabricación de antenas más complejas que se basen en esta estructura, tales como las bocinas corrugadas, muy presentes en las comunicaciones por satélite, de entre las que podemos encontrar distintos diseños [20-22].
- Fabricación de la antena. El objetivo del proyecto era ver si es posible el diseño de una antena que cumpliera con las especificaciones requeridas, pero no su fabricación. En la UC3M (Universidad Carlos 3ª de Madrid) se va a llevar a cabo el proceso de fabricación de la antena. Por limitaciones en cuanto a las herramientas disponibles, el diseño final presenta ciertas variaciones, principalmente para conseguir un grosor determinado y distancias exactas, de modo que los planos finales a partir de los cuales se va a construir la antena son:

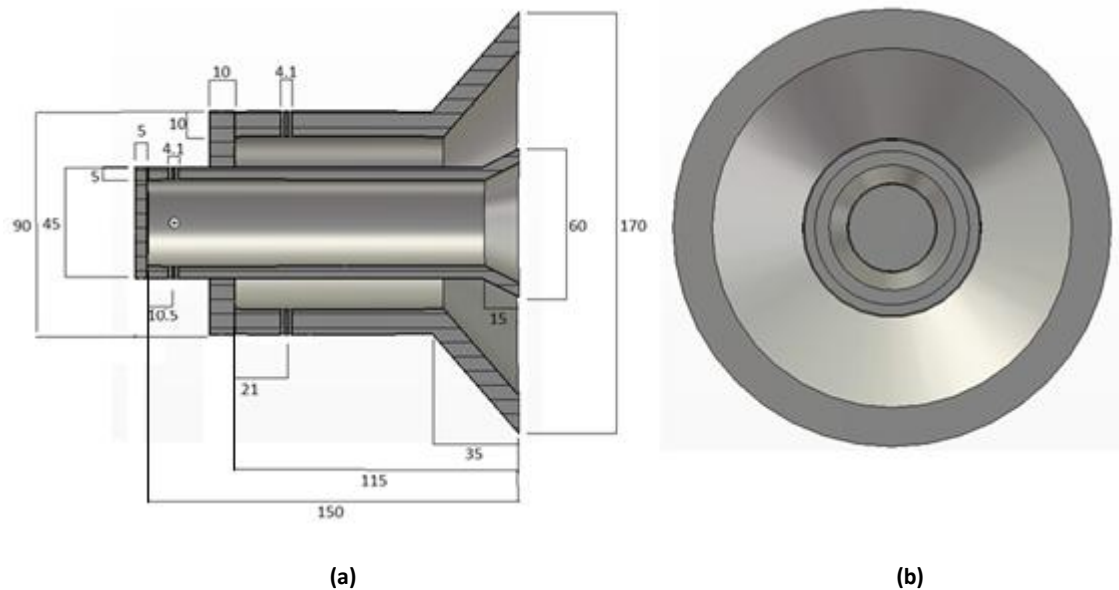


Figura 5.1. Planos en mm del diseño final de la antena para su fabricación. Corte perfil (a) y alzado (b).

En el ANEXO II, se muestran los planos de dos posibles modelos de la antena. Ambos modelos se componen de 3 piezas, una de ellas, la tapa de la bocina pequeña (Plano: 2403-003-Tapón bocina), es común para ambos y se encuentra atornillada (es desmontable). Las otras dos piezas son las dos bocinas, que se pueden unir atornillándose.

En el conjunto 1 se preservan las medidas de la antena, si bien el diámetro interior del conductor exterior dificulta el obtener un fondo completamente plano.

En el conjunto 2 se soluciona este problema aumentando el diámetro interior a 80mm (frente a los 70 mm de antes), consiguiendo que el fondo sea una superficie plana. En este segundo caso, debido al aumento del tamaño de la guía, se produce un desplazamiento de la frecuencia central del downlink, que disminuye hasta los 3.55 GHz.

Capítulo 6

Presupuesto

En este capítulo se presenta un diagrama de Gantt, que incluye las distintas actividades en las que se ha dividido el proyecto (figura [6.1]), y el presupuesto total del mismo.

Las actividades del proyecto se pueden dividir en dos tipos. Por un lado, las de estudio del estado del arte y búsqueda de información bibliográfica, y por otro lado las referentes al diseño de las antenas y a sus simulaciones.

Actividades	Inicio	Duración (días)	Fin	Actividades necesarias
1-Aprendizaje manejo CST	24/02	10	05/03	-
2-Estructuración de la memoria	24/02	5	28/03	-
3-Estudio del estado del arte de las bocinas aisladas	01/03	5	05/03	2
4-Estudio y diseño de la guía circular	06/03	4	09/03	3
5-Diseño y simulación bocinas aisladas con polarización lineal	10/03	14	23/03	1,4
6-Diseño y simulación bocinas aisladas con polarización circular	24/03	7	30/03	5
7-Simulaciones con el reflector de las bocinas aisladas	31/03	7	06/04	6
8-Mejoras. Diseño final de las bocinas aisladas	07/04	14	20/04	7
9-Estudio del estado del arte de la guía coaxial	13/04	7	20/04	2
10-Diseño y simulación de la antena con polarización lineal	21/04	14	04/05	9
11-Diseño y simulación de la antena con polarización circular	05/05	7	11/05	10
12-Simulaciones con el reflector de la antena	12/05	7	18/05	11
13-Diseño final de la antena	19/05	7	25/05	12
14-Adaptación del diseño para la fabricación	03/06	11	13/06	13
15-Fabricación de la antena	13/06	15	-	14
16-Realización de la memoria	06/04	72	16/06	(ninguna para empezar, todas menos la 15 para terminarla)

Tabla 6. 1. Actividades del proyecto y su duración.

El proyecto, sin tener en cuenta la fecha final de la etapa de fabricación de la antena, aún indeterminada, consta de una duración de casi 3 meses y medio (113 días). El camino crítico viene formado por las actividades 2-3-4-5-6-7-16, con una holgura de 5 días para la actividad 1 y 8 días para las actividades de la 8 a la 14.

El autor le ha dedicado en torno a 250 horas, que equivalen a 1.905 hombres mes (tras realizar la conversión definida por 131.25 horas/hombres mes), mientras que el tutor le ha dedicado 30 horas, que supone 0.229 hombres mes. Finalmente, se asume que el técnico del laboratorio tardará aproximadamente 10 horas en terminar con el prototipo, lo que significa 0.0762 hombres mes.

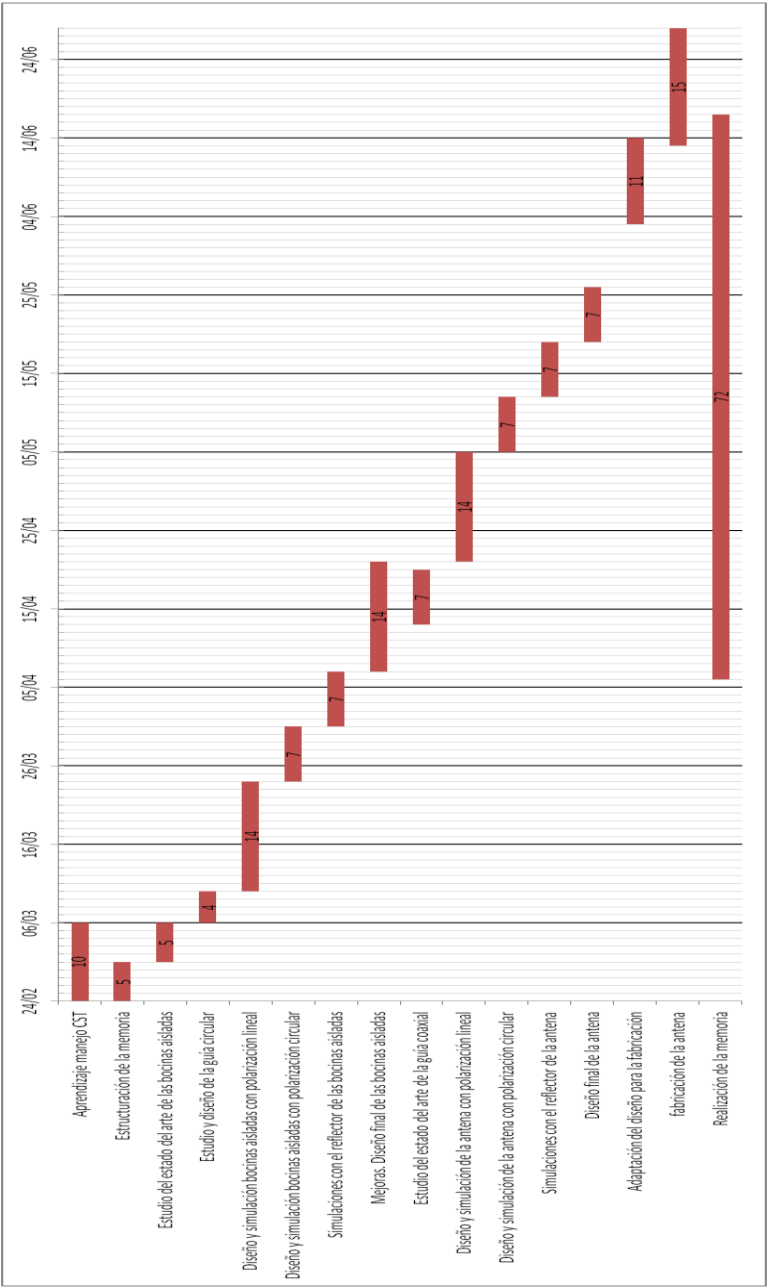


Figura 6. 1. Diagrama de Gantt.

Presupuesto del proyecto

1. Autor: Javier Madrazo Lorite

2. Departamento: Teoría de la Señal y Comunicaciones

3. Descripción del proyecto:

Título: Antena multifrecuencia con guía coaxial para alimentación de reflectores

Duración (meses): 3,5

Tasa de costes indirectos: 20%

4. Presupuesto Total del proyecto (valores en Euros):

Euros

5. Desglose presupuestario (costes directos):

Personal						
Apellidos y nombre	N.I.F.	Categoría	Dedicación (hombres mes) ^{a)}	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Madrazo Lorite, Javier	-	Ingeniero	1,905	2.694,39	5.132,81	
Montero de Paz, Javier	-	Ingeniero Sénior	0,229	4.289,54	982,31	
Técnico laboratorio	-	Técnico	0,0762	2.694,39	205,31	
Hombres mes			2,896	Total	6.320,43	

a) 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8.8 hombres mes (1.155 horas)

Equipos					
Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ^{b)}
Programa de simulación (CST)	2.000	100	3	60	100
Ordenador	1.200	100	3,5	60	70
Total					170

b) Fórmula de cálculo de la Amortización

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

Subcontratación de tareas		
Descripción	Empresa	Coste Imputable
Total		0.00

Otros costes directos del proyecto ^{c)}		
Descripción	Empresa	Coste Imputable
Costes prototipos	UC3M	135
Portes	UC3M	20
Total		155

c) Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

5. Resumen de costes

Descripción	Presupuesto Costes totales
Personal	6.320,43
Amortización	170
Subcontratación de tareas	0,00
Costes de funcionamiento	155
Costes Indirectos	500
Total	7.145,43

ANEXO I

Medida de impedancias diferenciales.

Para medir impedancias en radiofrecuencia podemos hacer uso de los parámetros S. Para analizar un dispositivo de 2 puertos como es el caso del proyecto podemos fijarnos en la figura 1, donde a_1 y a_2 son las ondas incidentes y b_1 y b_2 las reflejadas. De este modo los parámetros de dispersión (o parámetros S) monomodo (md) resultan:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = S_{md} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

$$\text{donde } S_{md} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

La relación entre estos parámetros S y la impedancia viene dada por:

$$Z_i = Z_0 \times \frac{1+S_{ii}}{1-S_{ii}}, \text{ donde } i \in [1,2]$$

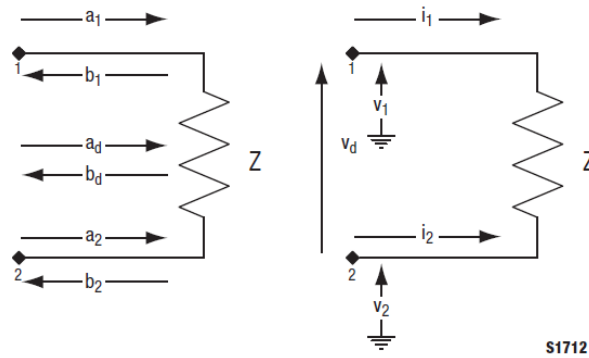


Figura 1. Modelo ondas de corriente y tensión para 2 puertos [23].

Si queremos hallar los voltajes y corrientes equivalentes, estos se calculan con la ecuación:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1^+ + v_1^- \\ v_2^+ + v_2^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 \times i_1 \\ Z_2 \times i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_1 \times (i_1^+ + i_1^-) \\ Z_2 \times (i_2^+ - i_2^-) \end{pmatrix}$$

donde v_i^+ e i_i^+ representan el voltaje y la corriente incidentes y v_i^- e i_i^- los reflejados, respectivamente.

Adaptación de impedancias de puertos diferenciales.

Para los circuitos diferenciales, dejamos los parámetros S monomodo y pasamos a los modos mixtos, pudiendo distinguir entre el modo común (a_c , b_c , i_c y v_c) y el diferencial (a_d , b_d , i_d y v_d). Estos parámetros guardan relación con los calculados anteriormente mediante las ecuaciones:

$$a_c = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_1 + a_2)$$

$$b_c = \frac{1}{\sqrt{2}} (b_1 + b_2)$$

$$a_d = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_1 - a_2)$$

$$b_d = \frac{1}{\sqrt{2}} (b_1 - b_2)$$

Si definimos una matriz M con valor: $M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$ entonces podemos agrupar las ondas incidentes y reflejadas:

$$\begin{pmatrix} b_d \\ b_c \end{pmatrix} = M \times \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad \text{y} \quad \begin{pmatrix} a_d \\ a_c \end{pmatrix} = M \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

$$v_c = \frac{1}{2} (v_1 + v_2) \quad \text{e} \quad i_c = (i_1 + i_2)$$

$$v_d = (v_1 - v_2) \quad \text{e} \quad i_d = \frac{1}{2} (i_1 - i_2)$$

Relacionando con las impedancias:

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_d \times i_d \\ Z_c \times i_c \end{pmatrix}$$

Los parámetros S de este modo mixto (mm) son:

$$\begin{pmatrix} b_d \\ b_c \end{pmatrix} = S_{mm} \times \begin{pmatrix} a_d \\ a_c \end{pmatrix} \quad \text{donde} \quad S_{mm} = \begin{pmatrix} S_{dd} & S_{cd} \\ S_{dc} & S_{cc} \end{pmatrix}$$

siendo:

S_{dd} : Parámetro S del modo diferencial.

S_{cc} : Parámetro S del modo común.

S_{cd} y S_{dc} : Parámetros S cruzados.

Bockelman [24] demostró la relación entre los parámetros S monomodo y los mixtos:

$$S_{mm} = M \times S_{md} \times M^{-1} = \frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} S_{11} - S_{12} - S_{21} + S_{22} & S_{11} + S_{12} - S_{21} - S_{22} \\ S_{11} - S_{12} + S_{21} - S_{22} & S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22} \end{pmatrix}$$

En nuestro proyecto el circuito es completamente simétrico, por lo que $s_{11} = s_{12}$ y $s_{12} = s_{21}$. Esto al sustituirlo en la ecuación anterior nos da como resultado que S_{cd} y S_{dc} son nulos y S_{dd} y S_{cc} son iguales, con lo que S_{mm} queda:

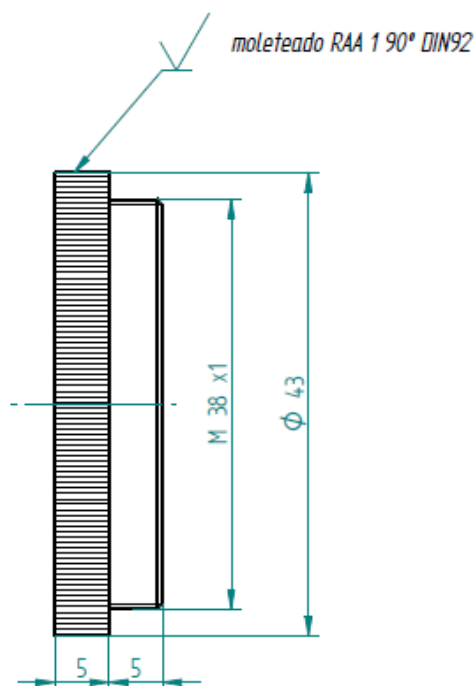
$$S_{mm} = \frac{1}{2} \times \begin{pmatrix} 2s_{11} - 2s_{12} & 0 \\ 0 & 2s_{11} + 2s_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} - s_{12} & 0 \\ 0 & s_{11} + s_{12} \end{pmatrix}$$


Como vemos en la figura 1, la adaptación viene dada por los parámetros diferenciales, b_d y a_d , que hacen de onda reflejada e incidente del circuito respectivamente, los cuales nos marcarán el coeficiente de reflexión del circuito (el S_{11} global) .

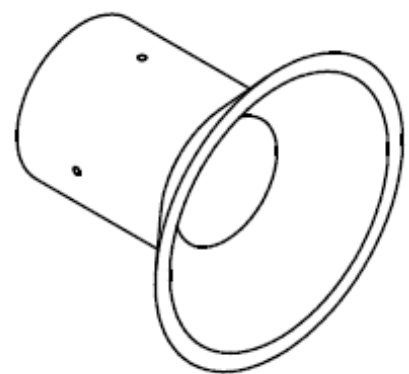
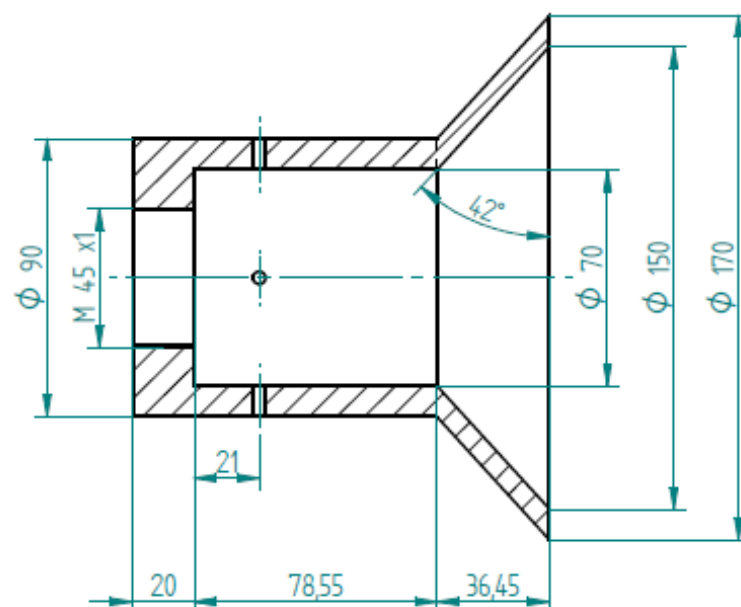
$$\Gamma = \frac{b_d}{a_d} = S_{dd} = S_{11} - S_{12}.$$


ANEXO II

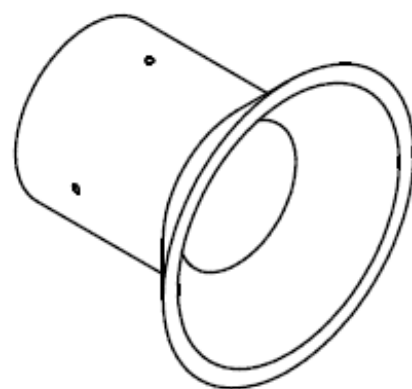
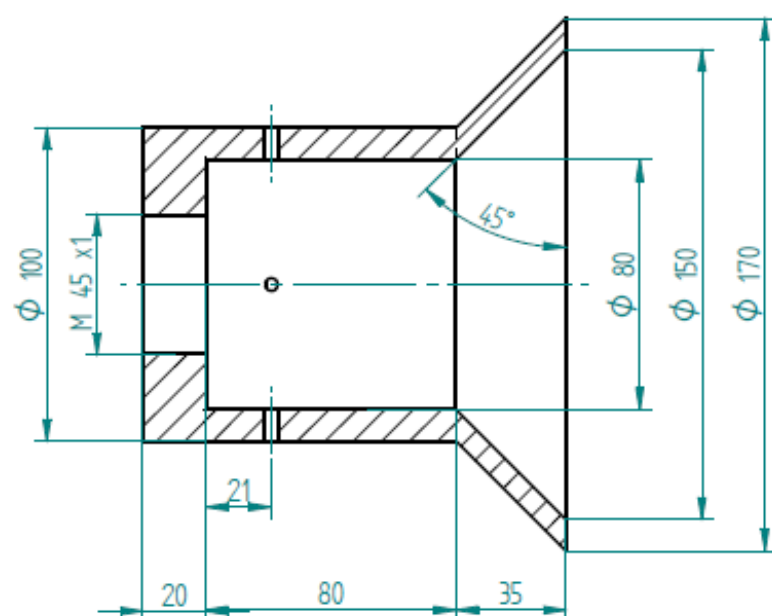
Planos de la antena



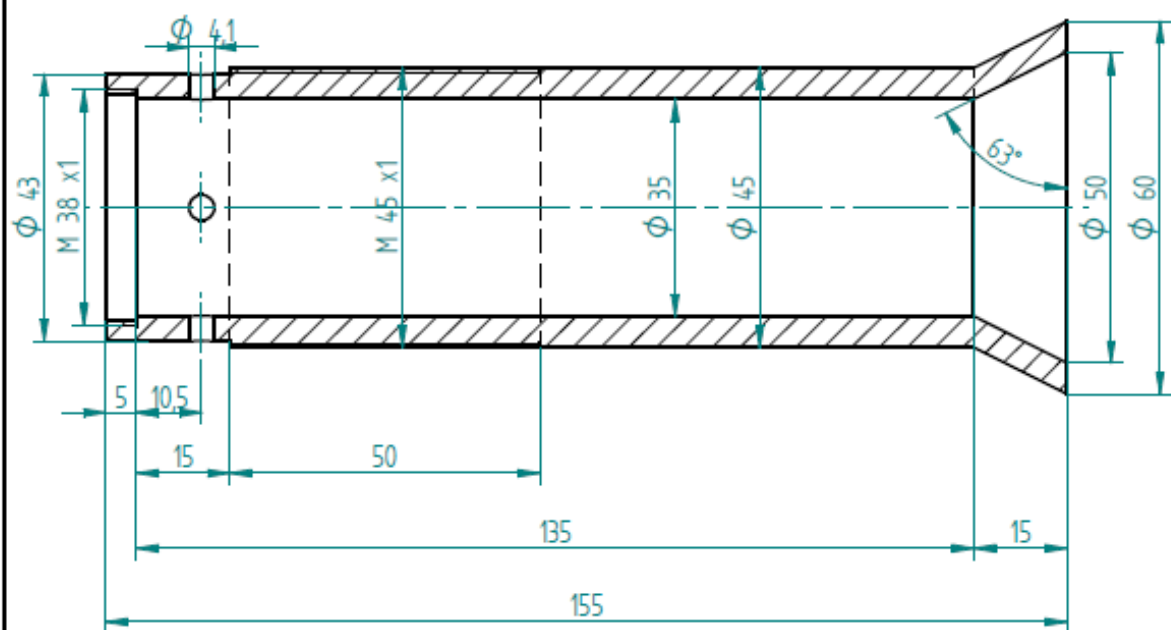
	Nombre	Fecha		OFICINA TÉCNICA UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID	
Dibujado	E. A. P.	11/06/14		Título: OT-2014-2403-Conjunto antenas bocina	
Comprobado					
Material	Aluminio $\Phi 45$				
Acabado					
Cantidad			A4	Plano: 2403-003-Tapón bocina	Rev
Tolerancias no especificadas según ISO 2768-m.			Archivo: PlanosEsther.dft		
			Escala: 2:1	-  -	Hoja 2 de 1



	Nombre	Fecha		OFICINA TÉCNICA UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID	
Dibujado	E. A. P.	11/06/14		Título: OT-2014-2403-Conjunto antenas bocina	
Comprobado					
Material	Aluminio ϕ 170				
Acabado					
Cantidad					
Tolerancias no especificadas según ISO 2768-m.			A4	Plano: 2403-001-Bocina exterior-1	Rev
			Archivo: PlanosEsther.dft		
			Escala 1:2		Hoja 2 de 1



	Nombre	Fecha		OFICINA TÉCNICA UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID	
Dibujado	E. A. P.	11/06/2014		Título: OT-2014-2403-Conjunto antenas bocina	
Comprobado					
Material	Aluminio ϕ 170				
Acabado					
Cantidad			A4	Plano: 2403-001-Esfera conector-2	Rev
Tolerancias no especificadas según ISO 2768-m.			Archivo: PlanosEsther.dft		
			Escala 1:2		Hoja 2 de 1



	Nombre	Fecha	 OFICINA TÉCNICA UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID		
Dibujado	E. Amezcua	11/06/14			
Comprobado					
Material	Aluminio ϕ 60			Título: OT-2014-2403-Conjunto antenas bocina	
Acabado					
Cantidad			A4	Plano: 2403-002-Bocina interior-2	Rev
Tolerancias no especificadas según ISO 2768-m.			Archivo: PlanosEsther.dft		
			Escala 1:1		Hoja 2 de 1

7. Bibliografía

- [1] Sistema de comunicación satelital, 2008. Consulta [10/06/14]. Disponible en: http://satelites.site90.net/Satelites/sistemas_comunicacion.html
- [2] C.A. Balanis, "*Antenna Theory: Analysis and Design*", John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [3] Eficiencia de apertura, 2004. Consulta [10/06/14]. Disponible en: http://gmrt.ncra.tifr.res.in/gmrt_hpage/Users/doc/WEBLF/LFRA/node172.html
- [4] A. Cardama Áznar, L. J. Roca, J. M. Rius-Casals, J. R. Robert, S. B. Boris, M. F. Bataller, "*Antenas*", UPC, Barcelona, Sep. 2002.
- [5] Dubrovka F. F., Dubrovka R. F., Ovsianyk Yu. A., Rospopa Ya. O., "*Recent Progress in development of multiband feed horns (review)*", International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Sep. 2007, pp. 44-50.
- [6] The Crawford Hill VHF Club, "*A circularly polarizaed feed antenna for 1296 mc/s*", W2NFA, Dec 1971.
- [7] A. Bhattacharyya, R. Eliassi, C. Hansen, P. Metzen, "*Multiband Feed using coaxial configuration*", IEEE Trans. Antennas Propagat., Redondo Beach, 2009.
- [8] T.S. Bird, "*TE₁₁ Mode Excitation of Flanged Circular Coaxial Waveguides with an Extended Center Conductor*", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35 NO 12, Dec. 1987, pp. 1358-1365.
- [9] T.S. Bird, G. L. James, S. J. Skinner, "*Input Mismatch of TE₁₁ Mode Coaxial Waveguide Feeds*", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34 NO 8, Aug. 1986, pp. 1030-1032.
- [10] References Of Rectangular Waveguides. Consulta [15/04/14]. Disponible en: <http://www.rfcafe.com/references/electrical/ew-radar-handbook/images/img71B.gif>
- [11] Table Of Internal Diameters for TE₁₁ Circular Waveguides, 2011. Consulta [14/04/14]. Disponible en: http://quinstar.com/files/2011/10/50_qcw_spc4.jpg
- [12] Rectangular Waveguide Dimensions, 2012. Consulta [15/04/14]. Disponible en: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidedimensions.cfm>
- [13] C. A. Balanis, *Circular Waveguides*, Eric Holzman, Arizona. Consulta [04/06/14]. Disponible en: http://www.tuks.nl/pdf/Reference_Material/Circular_Waveguides.pdf
- [14] C.A. Balanis, "*Modern Antenna Handbook*", John Wiley & Sons, New Jersey, 2008.
- [15] Curso Superior Telecomunicación Militar Antenas de Apertura, 2009. Consulta [03/05/14]. Disponible en: <http://www.gr.ssr.upm.es/docencia/grado/antenas/Curso0809/Ant0809-4.pdf>
- [16] M. L. Livingston, "*Multifrequency Coaxial Cavity Apex Feed*", Microwave journal editorial board, Oct. 1979.

- [17] E. Arbabi, M. Ahmadi-Boroujeni, E. Bagheri-Korani, M. H. Nemati, K. Mohammadpour Aghdam, "*A Multiband Feed-Horn Antenna with Broadband Probes for Feeding the Lower Band*", IEEE Trans. Antennas Propagat., Tehran, 2013, pp. 1821-1825.
- [18] M. A. Meyer, H. B. Goldberg, "*Applications of the Turnstile Junction*", IEEE Microwave theory and tech., Dec. 1955. pp. 40-45.
- [19] L. A. Kraus, A. E. Profera, "*A Technique for Obtaining Pattern Symmetry and Low Sidelobes from a TE_{11} Mode Coaxial Radiator*", IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 25 , May. 1977. pp. 365-369.
- [20] R. W. Gruner, J. D. Hazelwood, "*Dual-band/wide-illumination-angle feed horns with low off-axis cross polarization*", IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 2, May. 1990, pp. 956-959.
- [21] J. Flodin, P. Kildal, A. Kishk, "*Moment Method Design of a Large S/X Band Corrugated Horn*", IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 3, July 1996, pp. 2030-2033.
- [22] W. A. Imbriale, "*An Alternative Feed Design for the MRO Antenna*", IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. 3A, July 2005, pp. 761-764.
- [23] Skyworks, "*Matching Differential Port Devices*", Skyworks Solutions Inc., Oct. 2009.
- [24] Bockelman, D. E. William, R. Eisenstadt, "*Pure-Mode Network Analyzer for On-Wafer Measurements of Mixed-Mode S-Parameters of Differential Circuits*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 7, July 1997.